

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement Supérieur**  
**et de la Recherche scientifique**



**Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued**  
**Faculté de la Technologie**

**Mémoire de Fin d'Étude**  
**En vue de l'obtention du diplôme de**

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**  
**Filière : Génie Électrique**  
**Spécialité : Commande Electrique**

**Thème**

***Commande Hybride DTC-Mode Glissant***  
***d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents***

Réalisé par :

- Beyouda Zineb
- Oubiche Souheila

Encadré par :

BABA ARBI Idriss

**Soutenu en Juin 2019**

# Notations et Abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
CSV	Commande à structure variable
DTC	Commande directe du couple
MG	Mode Glissant
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale
P	Opérateur de Laplace
p	Nombre de paires de pôles
$a, b, c$	Axes liés aux enroulements triphasés
$d, q$	Axes du référentiel de <i>Park</i>
$\alpha, \beta$	Axes du référentiel statorique
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator
$[P(\theta)]$	Matrice de <i>Park</i>
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de <i>Park</i>
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tension statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$V_s$	Tension statorique
$V_d, V_q$	Tension statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courant statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$I_s$	Courant statorique
$I_d, I_q$	Courant statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$	Courant statorique sur l'axe $\alpha$ et l'axe $\beta$
$E$	Tension d'entrée de l'onduleur
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	Flux statorique de la phase $a, b$ , ou $c$
$\phi_d, \phi_q$	Flux statorique sur l'axe $d$ et l'axe $q$
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe $\alpha$ et $\beta$
$\phi_s$	Flux statorique
$\phi_f$	Flux magnétique du rotor
$\omega$	Vitesse mécanique de rotor
$J$	Moment d'inertie du moteur
$f$	Coefficient de frottement visqueux

$C_{em}$	Couple électromagnétique délivré par le moteur
$C_r$	Couple résistant, ou de charge
$\omega_s$	Vitesse de rotation électrique
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$L_d$	Inductance sur l'axe $d$
$L_q$	Inductance sur l'axe $q$
$L_s$	Inductance d'une phase statorique
$L_{s0}$	Inductance propre d'une phase statorique
$M_{s0}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
$K_p, K_i$	Actions proportionnelle et intégrale
$x$	Vecteur d'état
$U$	Vecteur de commande
$U_{eq}$	Commande équivalente
$U_N$	Commande discontinue
$S(\omega)$	Surface de glissement de la vitesse
$S(I_d)$	Surface de glissement du courant $I_d$
$S(I_q)$	Surface de glissement du courant $I_q$
$K$	Gains (les paramètres de la commande par mode glissant)
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$\hat{x}$	Estimation de $x$
$t$	Temps

# Liste des Figures

Figure I.1 Différents types de rotors d'une MSAP.....	4
Figure I.2 : Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	6
Figure I.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).....	8
Figure I.4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.....	11
Figure I.5 Principe de la commande par MLI sinus_triangle .....	13
Figure II.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.....	16
Figure II.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur.....	18
Figure II.3 Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan ( $\alpha,\beta$ ).....	19
Figure II.4: Sélection du vecteur de tension selon la zone $N=k$ .....	21
Figure II.5: Différents effets des vecteurs de tensions au début et à la fin de zone.....	22
Figure II.6 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.....	24
Figure II.7 Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	26
Figure II.8: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP.....	29
Figure II.9.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide.....	31
Figure II.9.b: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.2$ .....	32
Figure II.10:Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation.....	33
Figure II.11: Résultats de simulation pour une augmentation de la vitesse de référence.....	34
Figure III.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	37
Figure III.2: Configuration par changement de retour d'état.....	38
Figure III.3: Configuration avec changement de la structure par la commande.....	39
Figure III.4 : Représentation de la fonction « signe ».....	42
Figure III.5 : Commande rendue continue .....	43
Figure III.6: Schéma de la structure générale du commande DTC-MG de couple d'une MSAP....	45
Figure III.7.a : Résultats de simulation du démarrage à vide.....	47
Figure III.7.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.2$ s .....	48
Figure III.8:Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation .....	49
Figure III.9: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	50
Figure IV.1: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.2$ s.....	53-54

Figure IV.2 Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse .....	55-56
Figure IV.3: Résultats de simulation pour une augmentation de la vitesse de reference.....	56-57

## Liste des Tableaux

Tableau II.1 : Table de commutation .....	27
Tableau II.2: Table de commande du flux .....	27
Tableau II.3 : Table de commande du couple .....	27
Tableau II.4 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nulles.....	28
Tableau II.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	28

# Sommaire

Introduction Générale .....	1
-----------------------------	---

## Chapitre I: Généralités sur la MSAP

I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimant permanents.....	3
I.3 Avantages et domaines d'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	5
I.4. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents .....	5
I.4.1 Mise en équations du modèle de la MSAP .....	6
I.4.2 Equation de la machine dans le repère de Park (d,q) .....	8
I.4.3 Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$ .....	9
I.4.4 Application de la transformation de Park à la MSAP.....	10
I-5 Modélisation de l'onduleur de tension.....	11
I.6 Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle).....	13
I-7 Conclusion.....	14

## Chapitre II: Commande DTC de la MSAP

II.1 Introduction.....	15
II.2. Commande directe du couple de la MSAP.....	15
II.2.1.Principes généraux de la commande directe du couple.....	15
II.2.2.Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	17
II.2.3.Stratégie de commande directe de couple et de flux.....	18
II.2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	18
II.2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	20
II.2.4.Sélection du vecteur de tension.....	20
II.2.5 Estimation du flux et du couple.....	22
II.2.5.1 Estimation du flux statorique.....	22
II.2.5.2 Estimation du couple électromagnétique.....	23
II.2.6. Élaboration du vecteur de commande.....	24
II.2.6.1 Correcteur de flux.....	24
II.2.6.2 Correcteur de couple.....	25
A. Le correcteur à deux niveaux.....	25
B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	26
II.2.7 Élaboration de la table de commutation.....	27
II.2.8 Structure générale de la DTC appliqué a la MSAP.....	28
II.2.9 Résultats des simulations et discussion.....	29
II.2.9.1 Essai à vide et en charge.....	29
II.2.9.2 Inversion de sens de rotation .....	30
II.2.9.3 Augmentation de la vitesse de référence .....	30
II.3 Conclusion.....	35

## Chapitre III: Commande Hybride DTC-MG de la MSAP

III.1 Introduction.....	36
III.2. Systèmes a structures variables en mode glissant.....	36
III.3. Configuration de base des systèmes à structure variable.....	38
III.4. Conception de La commande par mode glissant.....	39
III.4.1. Choix de la surface de glissement.....	39
III.4.2.Condition d'existence et de convergence.....	40
III.4.2.1. Fonction directe de commutation.....	40

---

III.4.2.2. Fonction de Lyapunov.....	41
III.4.3.Détermination de la loi de commande.....	41
III.4.3.1 commande par mode glissant via la fonction signe .....	41
III.4.3.2 Commande continue avec composante intégrale .....	43
III.4.4 Commande DTC-Mode glissant de la MSAP.....	43
III.4.5 Résultats des Simulations et Discussion.....	45
III.4.5.1. Essai à vide et en charge.....	45
III.4.5.2 Inversion de sens de rotation .....	46
III.4.5.3 Augmentation de la vitesse de référence .....	46
III.5 Conclusion.....	51

## Chapitre IV: Etude comparative entre la DTC et la DTC-MG

IV.1 Introduction.....	52
IV.2 Etude comparative de la DTC et la commande DTC-MG pour l'asservissement en vitesse du MSA.....	52
IV.2.1 Réponse pour une application de charge.....	52
IV.2.2 Réponse pour une inversion de la vitesse.....	54
IV.2.3 Réponse pour une augmentation de la vitesse de référence.....	56
IV.3 Conclusion .....	58
Conclusion Générale.....	59
Annexe	
Bibliographie	

## **I.1.Introduction**

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, la machine synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisée dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des machines asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares.

Aussi, l'apparition des aimants permanents grâce aux avantages qu'elles offrent par rapport aux autres types de machines électrique à savoir :

- Une source d'excitation indépendante intégrée dans la machine.
- Un procédé de refroidissement généralement moins complexe et moins onéreux qui ne concerne que le stator.
- Une faible inertie.
- Une fiabilité accrue dû à l'absence de contact glissant.
- Des pertes rotoriques faibles.

La modélisation de ces machines présente un intérêt primordial aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. La représentation de processus par les modèles mathématiques constitue une étape très importante dans l'asservissement des systèmes.

Afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique, et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse de la synthèse des structures de commande.

Dans ce chapitre, on commence d'abord par un rappel théorique sur les éléments essentiels des matériaux magnétiques utilisés dans l'excitation de certaines structures de machines synchrones. La deuxième partie de ce chapitre donne de manière très explicite le modèle mathématique (équations électriques et mécaniques) de la MSAP, dans un référentiel triphasé, puis nous réduisons l'ordre du système par une transformation dite de Park, cette transformation modélise la MSAP dans un nouveau référentiel biphasé.

## I.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

### I.2.1 Aimants permanents

#### I.2.1 .a. Définition

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante :

«Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique» .

#### I.2.1. b. Caractéristiques générales des aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent avec importance dans le couple massique de la machine synchrone à aimants permanents.

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en deux grandes familles en fonction de la largeur de leurs cycles d'hystérésis(figure I-1) à savoir : les matériaux magnétiques durs (figure I-1.a) qu'on appelle aussi aimants permanent set les matériaux magnétiques doux (figure I-1.b)qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.

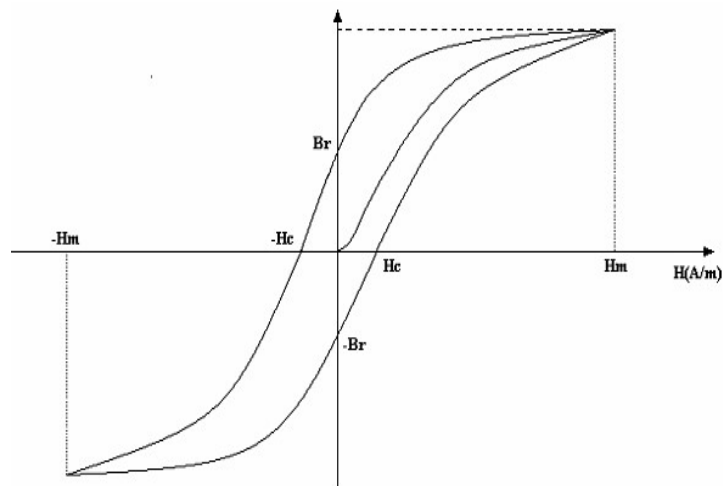


Figure I.1 Cycle d'hystérésis

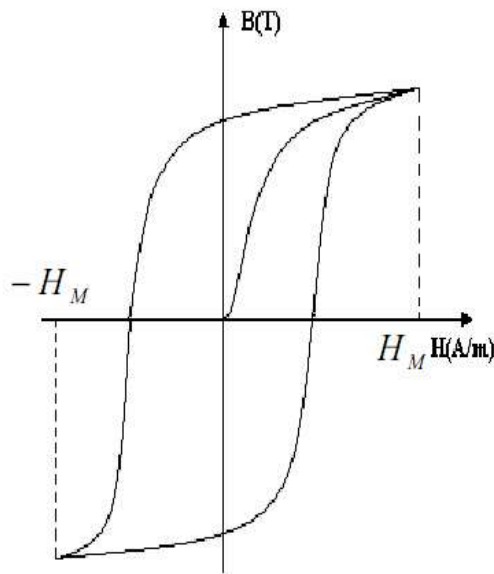


Figure I.1.a Matériaux magnétiques durs

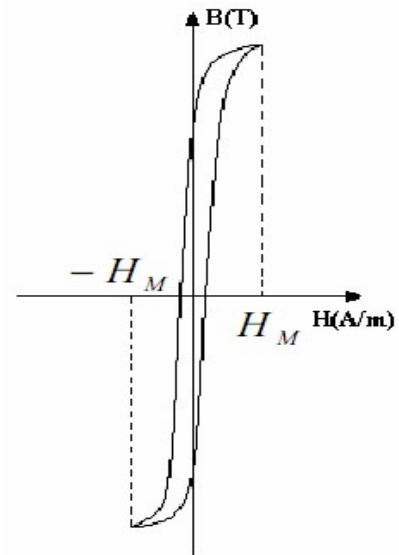


Figure I.1.b Matériaux magnétiques doux

## I.2.2. Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW.

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde.

### I.2.2.1 Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de  $120^\circ$  électriques dans l'espace. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques.

On note :

$\omega_s$  : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

$p$  : Le nombre de paire de pôles de la machine.

$w_r$  : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

$$\text{Soit : } w_r = \frac{w_s}{p}$$

### I.2.2.2 Le rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure I.2.a), ou à pôles saillants (figure I.2.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe  $L_d$  dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique)  $L_q$ .

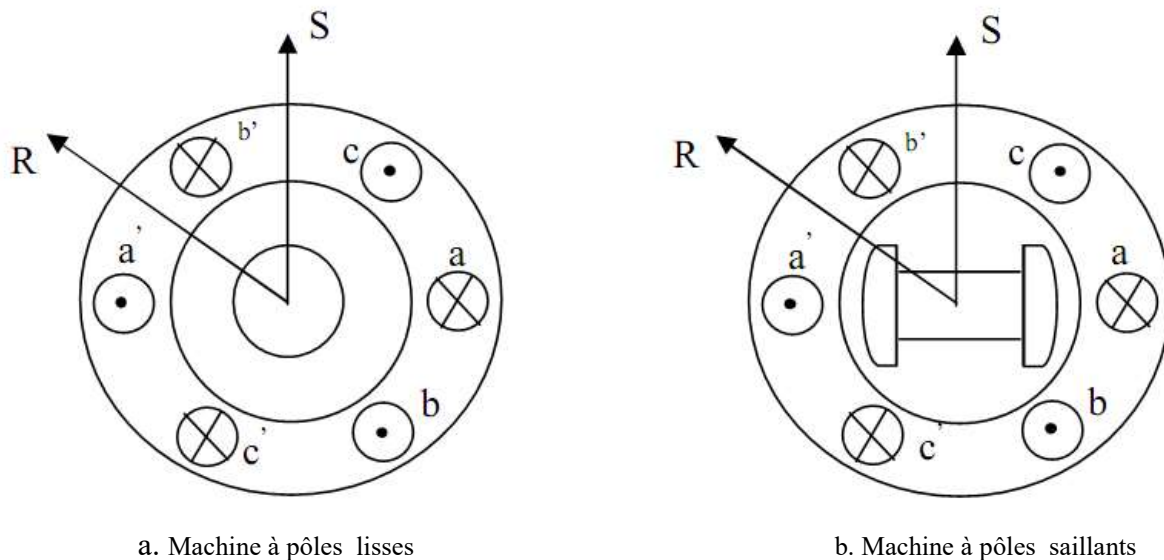


Figure. I.2 Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné

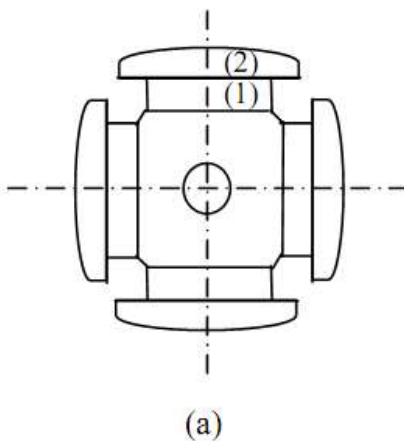
Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5MW à 50MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cyclo-convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

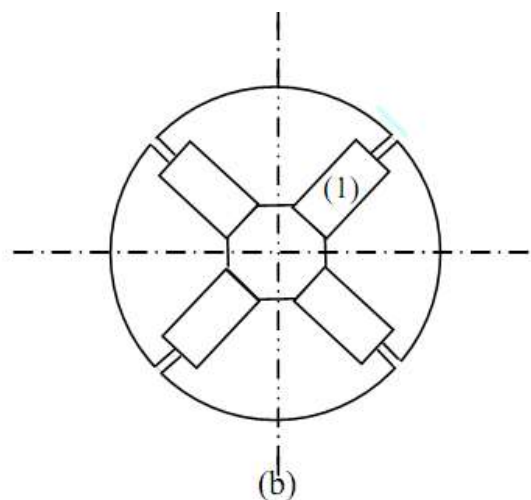
Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et Le rotor possède différentes configurations La (figure 1.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la (figure 1.3.a) Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (Aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la (figure 1.3.b).
- Enfin la (figure 1.3.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas .

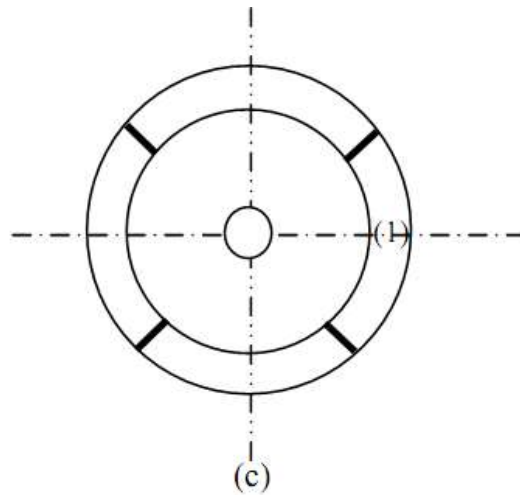


(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillants (2)



(b) aimants permanents (1) noyés.

Figure I.3 Différents types de rotors d'une MSAP



(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface de rotor.

Figure I.3 Différents types de rotors d'une MSAP

### I.2.3 Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux de champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. L'absence du bobinage d'excitation réduit le coût et élimine les pertes de puissance liées à cet enroulement. La machine synchrone à aimant permanent réduit l'espace occupé que dans le cas d'un bobinage d'excitation pour une taille donnée.

Elle est aussi caractérisée par un faible moment d'inertie, une puissance massive élevée et un fonctionnement souple en vitesse variable et une commande simplifiée.

Elle est préférable pour certaines hautes performances applications comme dans les machines-outils et l'espace.

#### I.2.3.1.Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu : le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante  $B_{ri}$ .

Le champ d'induction  $B_{ri}$  a tendance à attirer le rotor, lequel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction  $B_{ri}$ . De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance.

Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire  $\omega_r$  correspondant à la pulsation  $\omega_s$  de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

### I.2.3.2 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

Par rapport aux machines asynchrones, les machines à aimants présentent un facteur de puissance plus élevé.

La commande vectorielle de la machine asynchrone est sensiblement plus complexe que celle de la machine synchrone à aimants. En effet, dans la machine à aimants, le flux rotorique est engendré par les aimants, alors que dans le cas de la machine asynchrone il doit être imposé à partir des grandeurs statoriques.

Comparées aux machines synchrones classiques, c'est au niveau du volume de rotor que les machines à aimants sont privilégiées. En effet, elles sont capables d'apporter rusticité et compacité. De ce fait, les machines à aimants s'imposent dans des applications nécessitant des performances dynamiques élevées dans la gamme des faibles et de moyennes puissances.

Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants .

### I.2.3.3 Autopilotage de la MSAP

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi, constant le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques. Pour cela, il faut asservir la position de la  $F_{mm}$  statorique à celle de la  $F_{mm}$  rotorique.

L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que la fréquence d'alimentation, délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation (figure I-4). Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple.

La machine élabore elle même en tournant sa fréquence d'alimentation. Cette technique constitue l'autopilotage, est une solution écarte tout risque de décrochage.

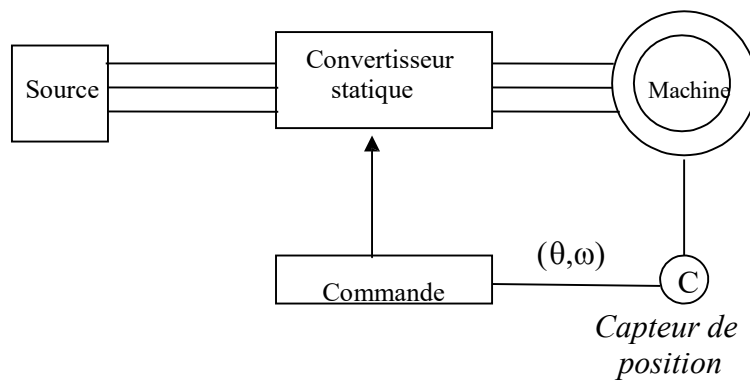


Figure I.4 Structure de la MSAP auto-pilotée

### I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La machine que nous allons étudier par la mise en équations correspond à la structure représentée par la (figure I.5). C'est une machine synchrone triphasée, équilibrée dans le rotor est muni d'un système d'aimants permanents de type terre-rare, assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. Ce rotor ne comporte ni amortisseurs, ni pièces polaires. L'absence de pièces polaires donne à la machine la structure d'une machine à pôles lisses. Le stator comporte trois axes a, b, c identiques et décalées entre elles d'un angle électrique de  $2\pi/3$ .

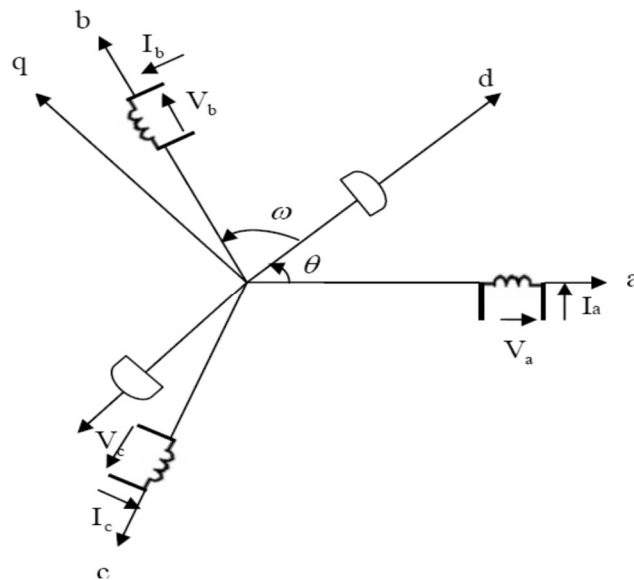


Figure I.5 Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents

Par convention, il est lié au rotor deux axes caractéristiques :

- L'axe d'aimantation rotorique, noté (d), il est appelé axe direct ou encore longitudinal.
- L'axe inter polaire (q), appelé axe en quadrature ou transversal. Il est déphasé de  $\pi/2$  en avant, par rapport à l'axe d.

La position de rotor est repérée par l'angle électrique que fait son axe (d) avec l'axe immobile de la phase (a) du stator.

### I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- Nous négligeons l'hystérésis du circuit magnétique et les pertes par courants de Foucault.
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.
- Nous admettons que les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale .

### I.3.2 Mise en équations de la machine

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique en considérant les conditions simplificatrices citées précédemment.

#### I.3.2.1 Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents en convention récepteur et en absence d'enroulements amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = Ri_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = Ri_c + \frac{d\phi_c}{dt} \end{cases} \quad (I-1)$$

avec :

$R$  : Résistance d'un enroulement statorique.

$i_{abc}$  : Les courants des phases statorique a ,b,c

$\phi_{abc}$  : Les flux produits par les phases statorique respectivement a ,b,c.

$V_{abc}$  : Les tensions des phases statoriques a ,b,c

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par Les aimants dans les trois phases statoriques `a, b, c` sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_{fa} = \phi_{\max} \cos(\theta) \\ \phi_{fb} = \phi_{\max} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \phi_{fc} = \phi_{\max} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1-3)$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple, pour la phase `a`, le flux `ϕ<sub>a</sub>` est la somme des termes :

$\phi_{aa} = L_s i_a$  : Flux propre de la phase `a` sur `a`.

$\phi_{ba} = M_s i_b$  : Flux mutuel de la phase `b` sur `a`.

$\phi_{ca} = M_s i_c$  : Flux mutuel de la phase `c` sur `a`.

$\phi_{fa}$  : Flux mutuel de l'aimant sur la phase `a`.

L'expression du flux total dans la phase `a` est donnée par :

$$\varphi_a = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_s \cdot i_a + M_s \cdot (i_b + i_c) + \varphi_{fa}$$

Du fait que la machine est équilibrée a neutre isolé, on a  $(i_a + i_b + i_c = 0)$ , d'où l'expression du flux dans la phase `a` se réduit alors à:

$$\varphi_a = (L_s - M_s) i_a + \varphi_{fa} = L_{sc} \cdot i_a + \varphi_{fa} \quad (1-4)$$

Avec :

$L_{sc} = (L_s - M_s)$  : L'inductance cyclique d'une enroulement statorique.

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique.

$M_s$  : Mutuelle inductance entres phases du stator.

Par conséquent, les expressions des flux dans les autres phases se déduisent par:

$$\begin{cases} \varphi_b = L_{sc} \cdot i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc} \cdot i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (1.5)$$

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient

$$\begin{cases} V_a = R i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d\varphi_{fa}}{dt} \\ V_b = R i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d\varphi_{fb}}{dt} \\ V_c = R i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d\varphi_{fc}}{dt} \end{cases} \quad (1.6)$$

### I.3.2.2 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machines écrit:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_{em} - C_r - C_F) \quad (1.7) \quad C_F = f_c \omega_r$$

avec :

$\omega_r = \frac{\omega_s}{p}$  : vitesse mécanique de rotation de la machine

$C_r$  : Couple résistant ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique ;

$C_F$  : Couple de frottement ;

- $J$  : moment d'inertie ;
- $p$  : Nombre de paires de pôles ;
- $w_r$  : Vitesse électrique du rotor
- $f_c$  : Coefficient de frottement.

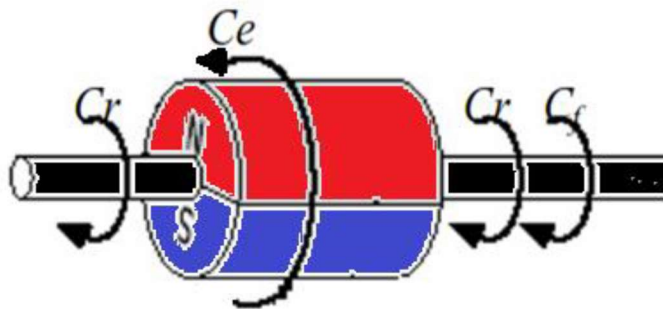


Figure I.6 Les différents couples qui agissent sur le rotor

On remarque que le système (I.6) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, on utilise la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor [1]. Cette transformation ne facilite pas seulement les solutions des équations mais ainsi facilite l'application et la mise en œuvre de la commande et la Conception du contrôleur relatif.

### I.3.3 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q) dont les axes magnétiques sont solidaires au rotor et tournant avec lui avec une vitesse  $\omega$ , comme le représente la figure .

La transformation de Park est définie comme suit:

$[X_{dq0}] = [T_\theta] \cdot [X_{abc}]$  (1-8) Où  $X$  représente le vecteur courant, tension ou flux et  $\theta$  représente la position du rotor.

Les termes  $x_d$ ,  $x_q$  représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances). La matrice de transformation est donnée par :  
 $T_\theta$  est donnée par :

$$T_\theta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Dont la matrice inverse est la suivante

$$T_\theta^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1-10)$$

La machine est supposée avec une connexion étoile qui forme un système équilibré  $i_a+i_b+i_c=0$ . Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.8) est nulle [1].

### 1.3.3.1 Equations des tensions

En appliquant la transformation (I.8) au système (I.1), on aura:

$$[u_{dq}] = [T_\theta][u_{abc}] = [T_\theta][R][i_{abc}] + [T_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (1-11)$$

Ensuite, en se basant sur (1-10) et (1-6) on obtient :

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left( \frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} \right) [\varphi_{dq}] \quad (1-12)$$

Du moment que  $[R]$  est diagonale, alors

$$[T_\theta][R][T_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant :

$$[T_\theta] \frac{d}{dt} [T_\theta]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

À l'aide de (I.12) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans la référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{aligned} u_d &= R * i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \varphi_q. \\ u_q &= R * i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \varphi_d. \end{aligned} \quad (1.13)$$

### I.3.3.2 Equations des flux

D'après les équations (I.3), (I.8), (I.10), nous avons :

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \quad (1.14)$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta]^{-1}[i_{dq}] + \varphi_f \quad (1.15)$$

D'où

$$\begin{aligned} \varphi_d &= L_d * i_d + \varphi_f. \\ \varphi_q &= L_q * i_q \end{aligned} \quad (1.16)$$

$L_d, L_q$  Inductances d'axes directe et en quadrature. La machine étant supposée à pôles lisses, ce qui signifie que :  $L_d = L_q$

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R * i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - p\omega_r * L_q i_q. \\ u_q = R * i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + p\omega_r (L_d i_d + \varphi_f). \end{cases} \quad (I.17)$$

### I.3.3.3 Expression du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine  $Cem$  est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P_e = V_a * i_a + V_b * i_b + V_c * i_c \quad (1.18)$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q + 2u_0 i_0). \quad (1.19)$$

Pour un système équilibré on a :  $i_0 = 0, u_0 = 0$

$$P_e = \frac{3}{2}(u_d i_d + u_q i_q).$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système  $(d, q)$ , La puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient

$$P_e = \frac{3}{2} \left[ P\omega_r ((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q) + R(i_d^2 - i_q^2) + \left( i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right) \right] \quad (1-20)$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet joule :

$$P_J = R(i_d^2 + i_q^2)$$

- Puissance électromagnétique:

$$P_{em} = \frac{3}{2} [P\omega_r ((L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q)]$$

- La variation d'énergie magnétique emmagasinée :

$$P_v = \left( i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right)$$

Le couple qu'est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer généré par les courants statoriques [1]. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega}$$

$$C_{em} = \frac{3P}{2} [(L_d - L_q)i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (1.21)$$

En développant le système d'équations (I.17) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_d} p\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{cases} \quad (1-22)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu'il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires ( $L_d=L_q$ )), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - p\omega_r i_d + \frac{\varphi_f}{L_d} p\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} \varphi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_c}{J} \omega_r \end{cases} \quad (1-23)$$

$$C_{em} = \frac{3p}{2} [\varphi_f i_q],$$

$$\text{On pose : } K_{em} = \frac{3p}{2}$$

**I-4-CONCLUSION**

Dans ce chapitre ,on premier partie nous avons présenté des généralités sur la machines synchrones à aimant permanent en se basant sur les caractéristiques et les différents types des aimants permanents qui constituent un élément fondamental pour ce type de machine, les différentes structures des aimants sur le rotor, les avantages et les inconvénients.

La deuxième partie on a présenté le modèle dynamique et mathématique de la machine synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites. Les équations obtenues par la transformation de Park sont établies dans le but d'obtenir un système linéaire, Enfin nous avons utilisé ce modèle pour la simplification de ces équations et de représenter le modèle de la MSAP dans le repère d'axe (d,q) pour faciliter l'étude et la simulation de MSAP.

## II.1 Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. [2]

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension [3].

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

Dans ce qui suit, on s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC).

Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations du MSAP commandé par DTC et alimenté par un onduleur de tension, seront présentés et discutés, en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

## II.2. Commande directe du couple de la MSAP

### II.2.1. Principes généraux de la commande directe du couple

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [3], [5].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- ✓ La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur;
- ✓ La commande des intensités et des tensions du stator de la machine est indirecte;
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales;
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide;
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis;

- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis [45].

La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure suivante :

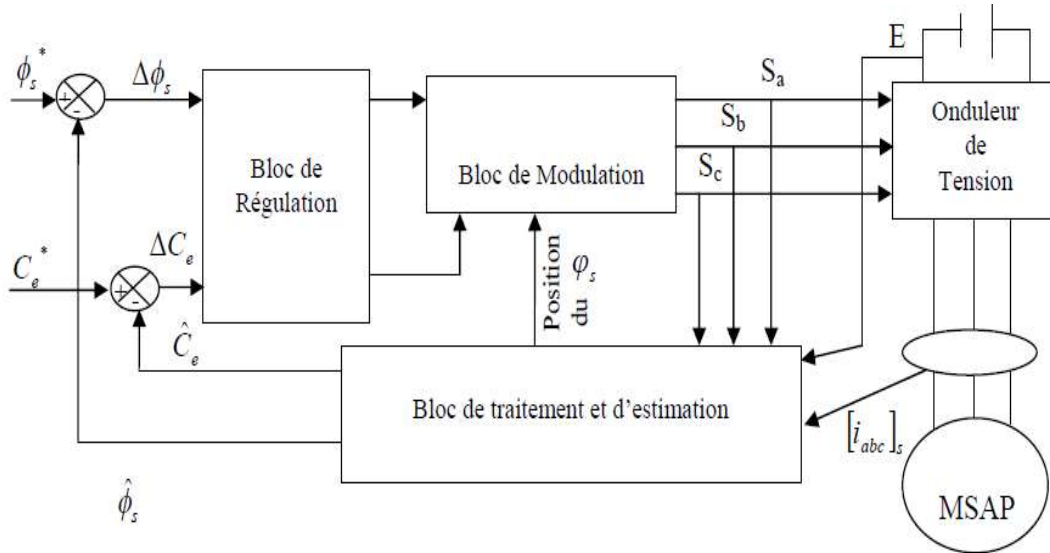


Figure II.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MSAP.

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique [37].

### II.2.2. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Dans le plan complexe constitué des axes  $(\alpha, \beta)$ , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante: [23]

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} [V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (II.1)$$

$[V_A \ V_B \ V_C]^T$ : est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande  $C_{Ki}$  ( $i=1, 2, 3$ ), où  $C_{Ki}$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i$ ème bras de l'onduleur ( $i=1, 2, 3$ ):

- $C_{Ki}=1$  si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert ;
- $C_{Ki}=0$  si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ C_{K1} + C_{K2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{K3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II.2})$$

La figure (II.2) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur  $\bar{V}_s$  dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux :

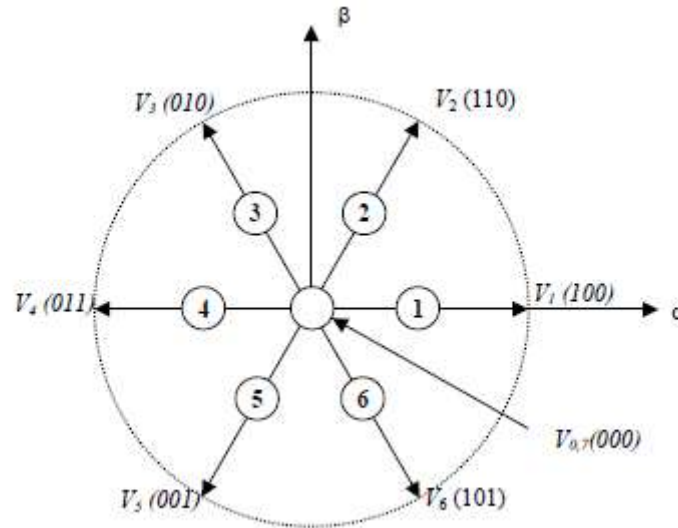


Figure II.2 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.

Avec  $\bar{V}_0 \Leftrightarrow (C_{k1}, C_{k2}, C_{k3}) = (0,0,0)$  et  $\bar{V}_7 \Leftrightarrow (C_{k1}, C_{k2}, C_{k3}) = (0,0,0)$

### II.2.3.Stratégie de commande directe de couple et de flux

*Takahashi* a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant : [2], [37]

- le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ) ;
- pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (IV.8), (IV.13) et (IV.14) ;
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (II.15);
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

#### II.2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique:

On se place dans le repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique du MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.2})$$

On obtient :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\phi}_s(k+1) = \bar{\phi}_{s0}(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\phi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Avec :

- ✓  $\bar{\phi}_s(k)$  c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage actuel;
- ✓  $\bar{\phi}_s(k+1)$  c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant;
- ✓  $\Delta \bar{\phi}_s$  c'est le variation du flux statorique ( $\bar{\phi}_s(k+1) - \bar{\phi}_s(k)$ );
- ✓  $T_e$  c'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimant permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique.

En d'autres termes,  $\bar{\phi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante,  $\Delta \bar{\phi}_s$  est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP. La figure montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

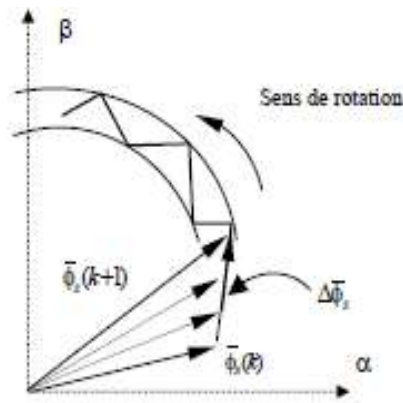


Figure II.3 Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

### II.2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique:

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple synchrone, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotorique sont constantes. On peut contrôler le vecteur  $\bar{\phi}_s$  à partir du vecteur  $\bar{V}_s$ , aux chutes de Tension  $R_s \bar{I}_s$  près [7].

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [40]:

$$C_e = k(\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}'_r) = \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}'_r\| \sin(\delta) \quad (\text{II.6})$$

Tel que :  $k = \frac{p}{L_q}$

Avec :

- $\bar{\phi}_s$  est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\phi}'_r$  est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- $\delta$  est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}'_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\phi}_s$  (à partir de  $\bar{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.

### II.2.4. Sélection du vecteur de tension

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [36], [38].

Ainsi, en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de  $\bar{V}_s$  dépend de la

variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\bar{\phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [28], [38].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée  $k$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_k$  et  $\bar{V}_{k+3}$  ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (II.5).

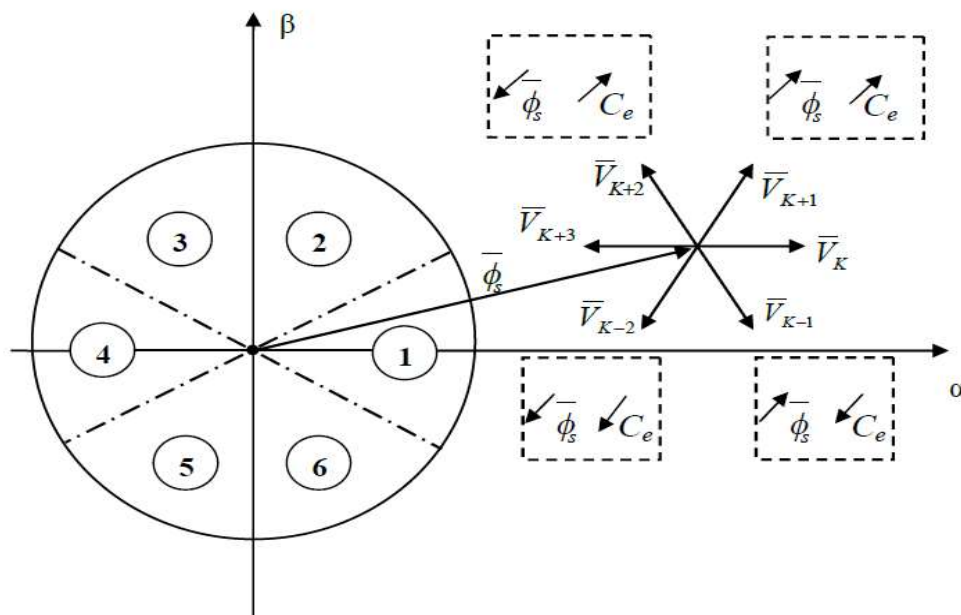


Figure II.4: Sélection du vecteur de tension selon la zone  $N=k$ .

- ✓ Si  $\bar{V}_{k+1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- ✓ Si  $\bar{V}_{k+2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- ✓ Si  $\bar{V}_{k-1}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- ✓ Si  $\bar{V}_{k-2}$  est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- ✓ Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  est sélectionné, alors la rotation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangé.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $k$ . En début de zone  $k$ , les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K-2}$  sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre  $\bar{V}_{K-1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$  et le vecteur flux sont de  $150^\circ$  et de  $30^\circ$  respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tension sont importantes et les changements de couple sont très faibles [38].

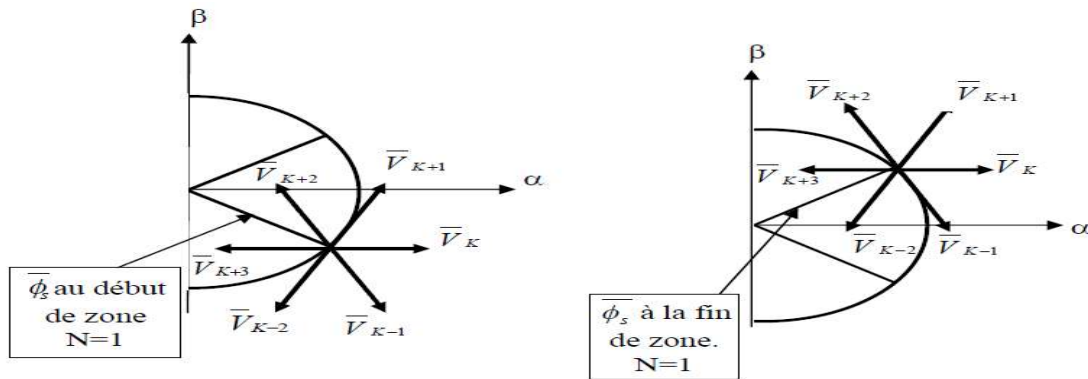


Figure II.5: Différents effets des vecteurs de tensions au début et à la fin de zone.

### II.2.5 Estimation du flux et du couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [ ], [ ].

#### II.2.5.1 Estimation du flux statorique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'expression (IV.3), on établira la décomposition du vecteur flux  $\bar{\phi}_s$ , suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  soit: [41], [43].

$$\bar{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j\hat{\phi}_{s\beta} \tag{II.7}$$

Où :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{II.8}$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  composants de  $\bar{V}_s$  à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $E$ , des états de commande  $(C_{K1}, C_{K2}, C_{K3})$  et en utilisant la transformation de *CONCORDIA*, on obtient :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{II.9}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[ C_{K1} - \frac{1}{2} (C_{K2} + C_{K3}) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} E [(C_{K2} - C_{K3})] \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$

( $I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$ ) et par application de la transformation de *CONCORDIA*:

$$\bar{I}_s = I_{sa} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Le module du flux statorique s'écrit : [16], [42]

$$\|\hat{\phi}_s\| = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{II.13})$$

La zone dans lequel se situe le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est déterminée à partir de composantes  $\hat{\phi}_{s\alpha}$  et  $\hat{\phi}_{s\beta}$

L'angle  $\theta$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \quad (\text{II.14})$$

### II.2.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$\hat{C}_e = \frac{3}{2} p [\hat{\phi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (\text{II.15})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statoriques.

## II.2.6. Élaboration du vecteur de commande

### II.2.6.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\bar{\phi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\bar{\phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques .

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne ( $Cflx$ ) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $Cflx=1$ ) ou diminuée ( $Cflx=0$ ) de façon à maintenir : [2], [3], [37], [43]

$$|\phi_s^* - \hat{\phi}_s| \leq \varepsilon_\phi \tag{II.16}$$

Avec : \*

$\phi_s^*$  : La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$ : Largeur d'hystérésis du correcteur

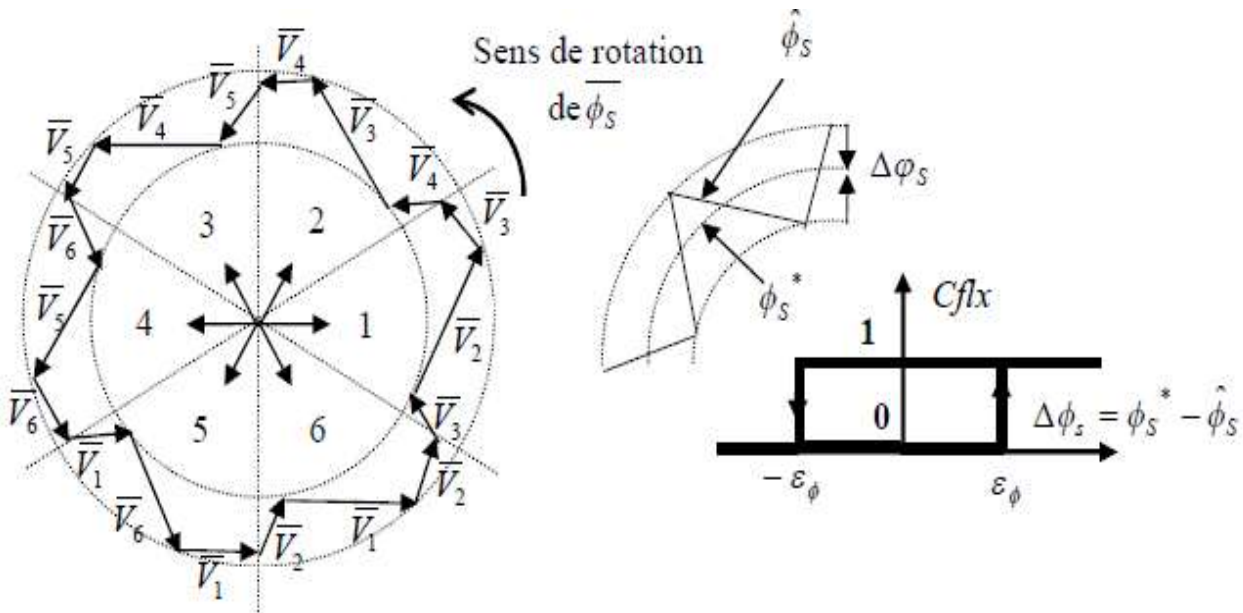


Figure II.6: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

On peut écrire ainsi : [44]

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \text{alors } Cflx = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \text{alors } Cflx = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } Cflx = 0 \end{cases} \tag{II.17}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_s^*$  et le flux estimé  $\hat{\phi}_s$  dans un comparateur (correcteur) à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ( $Cflx=1$ ) pour augmenter le flux et ( $Cflx=0$ ) pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une trèsbonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  ou  $\bar{V}_{K+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique  $\phi_s$ .

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux  $\phi_s$ .

Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur[2],[37], [45].

### II.2.6.2 Correcteur de couple

Le correcteur du couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|C_e^* - \hat{C}_e| \leq \varepsilon_{C_e} \tag{II.18}$$

Avec :

$C_e^*$ : La consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux .

#### A. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\bar{\phi}_s$ . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  et  $\bar{V}_{K+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter[43].

#### B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux(-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation , soit pour un couple positif ou négatif [43]. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme (II.19), tels que ( $C_{cpl}$ ) représente l'état de sortie du comparateur et  $\varepsilon_{C_e}$  la limite de la bande d'hystérésis (voir figure II.7) .

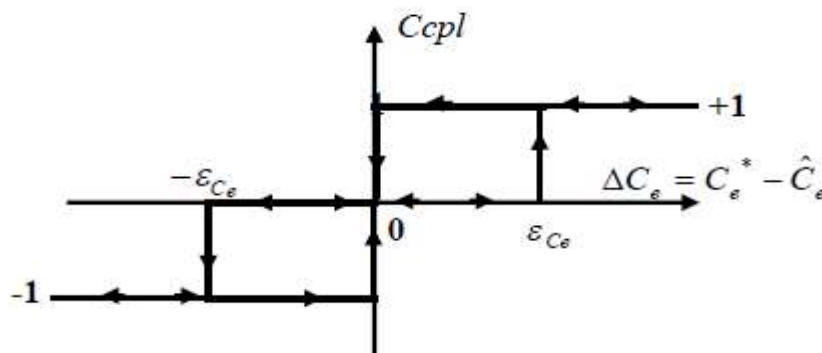


Figure II.7: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

On peut écrire alors : [44]

$$\begin{cases}
\text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = 1 \\
\text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\
\text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } Ccpl = 1 \\
\text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = -1 \\
\text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } Ccpl = 0 \\
\text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } Ccpl = -1
\end{cases} \quad (\text{II.19})$$

En Introduisant l'écart  $\Delta C_e$ , entre le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et celui estimé  $\hat{C}_e$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ( $Ccpl=1$ ) pour augmenter le couple, ( $Ccpl = -1$ ) pour le réduire et ( $Ccpl = 0$ ) pour le maintenir constant dans une bande  $\varepsilon_{C_e}$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de  $\bar{\phi}_s$ ), par exemple on peut appliquer les vecteurs  $\bar{V}_{K+1}$  ou  $\bar{V}_{K+2}$ , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux  $\bar{\phi}_r$  rattrapera d'autant plus vite le flux  $\bar{\phi}_s$  que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de " [2], [37].

### II.2.7 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1,\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (II.5) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle.  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [2]. Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<b>Augmentation</b>	<b>Diminution</b>
$\phi_s$	$V_{K-1}, V_K \text{ et } V_{K+1}$	$V_{K-2}, V_{K+2} \text{ et } V_{K+3}$
$C_e$	$V_{K+1}, \text{ et } V_{K+2}$	$V_{K-1} \text{ et } V_{K-2}$

Tableau (II.1) : Table de commutation.

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\phi_s \downarrow$	$V_5, V_3, V_4$	$V_6, V_4, V_5$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_6, V_1$	$V_3, V_1, V_2$	$V_4, V_2, V_3$

Tableau (II.2) : Table de commande du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_e \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_e \downarrow$	$V_6, V_5$	$V_1, V_6$	$V_1, V_2$	$V_3, V_2$	$V_4, V_3$	$V_5, V_4$

Tableau (II.3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=I$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	$C_{cpl}=-I$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
$C_{flx}=I$	$C_{cpl}=I$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	$C_{cpl}=-I$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

Tableau (II.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nulles.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=I$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	$C_{cpl}=-I$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 Niveaux
$C_{flx}=I$	$C_{cpl}=I$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	$C_{cpl}=-I$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 Niveaux

Tableau (II.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

### II.2.8 Structure générale de la DTC appliqué a la MSAP

La (Figure II.9) représente la structure générale du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage  $T_e$  on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type *PI* pour onstruire la référence du couple.

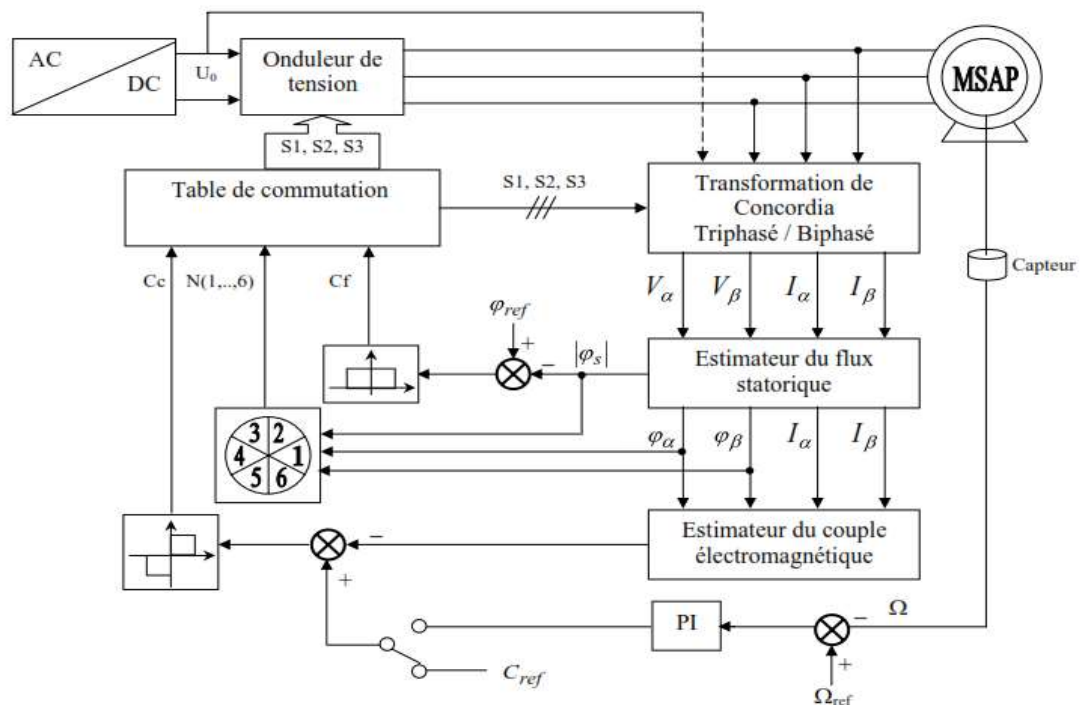


Figure II.8: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP.

### II.2.9 Résultats des simulations et discussion

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Figure II.9), les simulations sont effectuées dans les conditions suivantes :

$$\phi_s^* = 0.175 \text{ wb} ; \text{ pour le couple } \epsilon_{C_e} = 0.01 \text{ N.m} ; \text{ pour le flux } \epsilon_\phi = 0.001 \text{ wb}.$$

$C_e^*$ : est récupéré de la sortie d'un régulateur PI.

#### II.2.9.1 Essai à vide et en charge

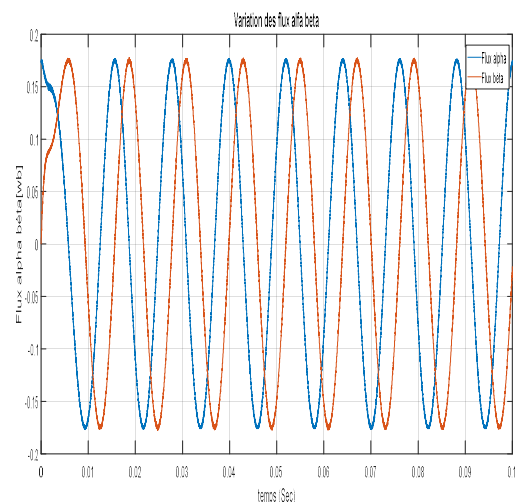
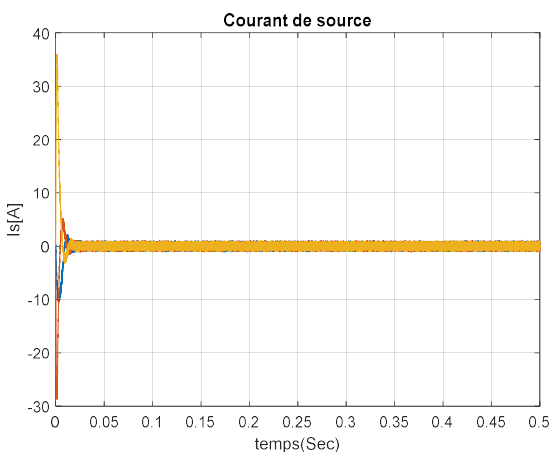
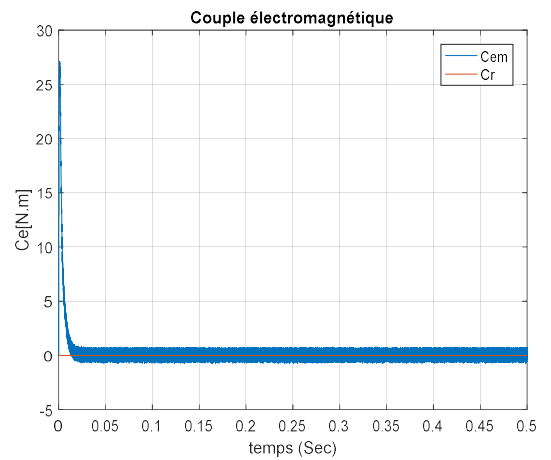
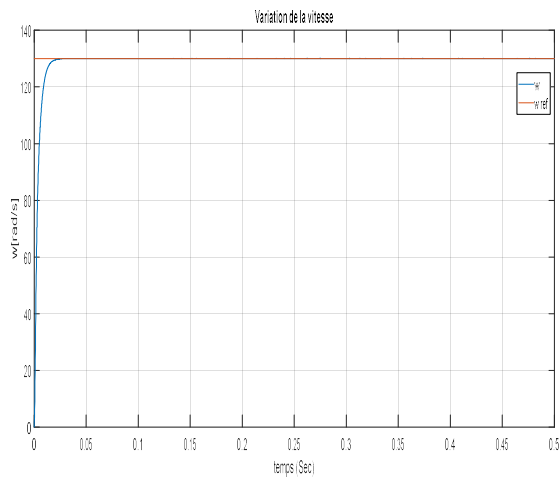
On prend comme vitesse de référence  $\omega_{ref} = 130 \text{ rad/s}$ . Les figures (II.10.a) et (II.10.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de  $14Nm$  et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A  $t=0.2s$  la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale  $5 Nm$ , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux  $\phi_s$  sont en quadrature ( $\phi_{s\alpha}$  est cosinusoïdale,  $\phi_{s\beta}$  est sinusoidal). Le courant  $i_d$  est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

### II.2.9.2 Inversion de sens de rotation et variation du couple de charge

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de  $\omega_{ref} = 130 rad/s$  à  $\omega_{ref} = -130 rad/s$  à  $t=0.25s$ , on introduit à l'instant  $t=0.2s$  un couple de  $2.5 N.m$  après un démarrage à vide qu'on annulé à l'instant  $t=0.2s$ . Ensuite on applique un couple de  $2.5 N.m$  à  $t=0.2s$ , les résultats de simulation sont illustrés sur la figure (II.13). On constate dans cette figure que les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.



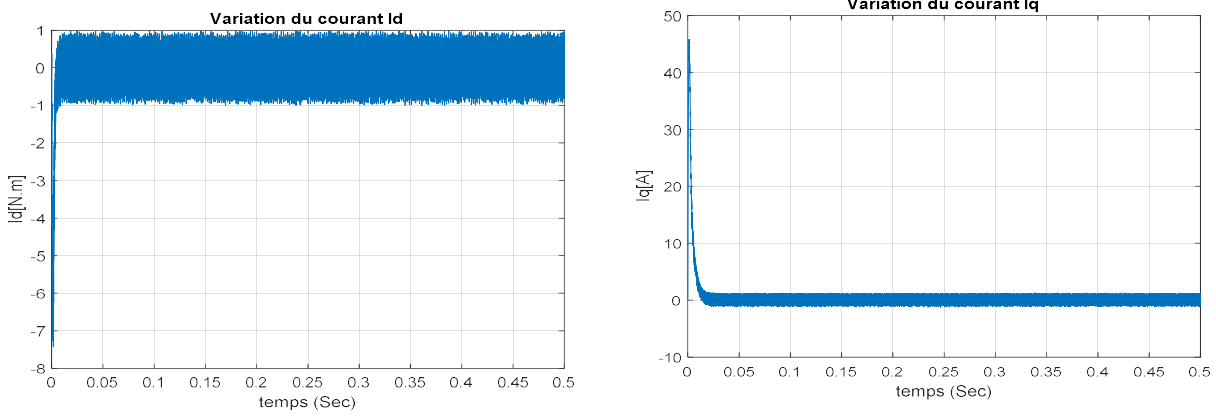
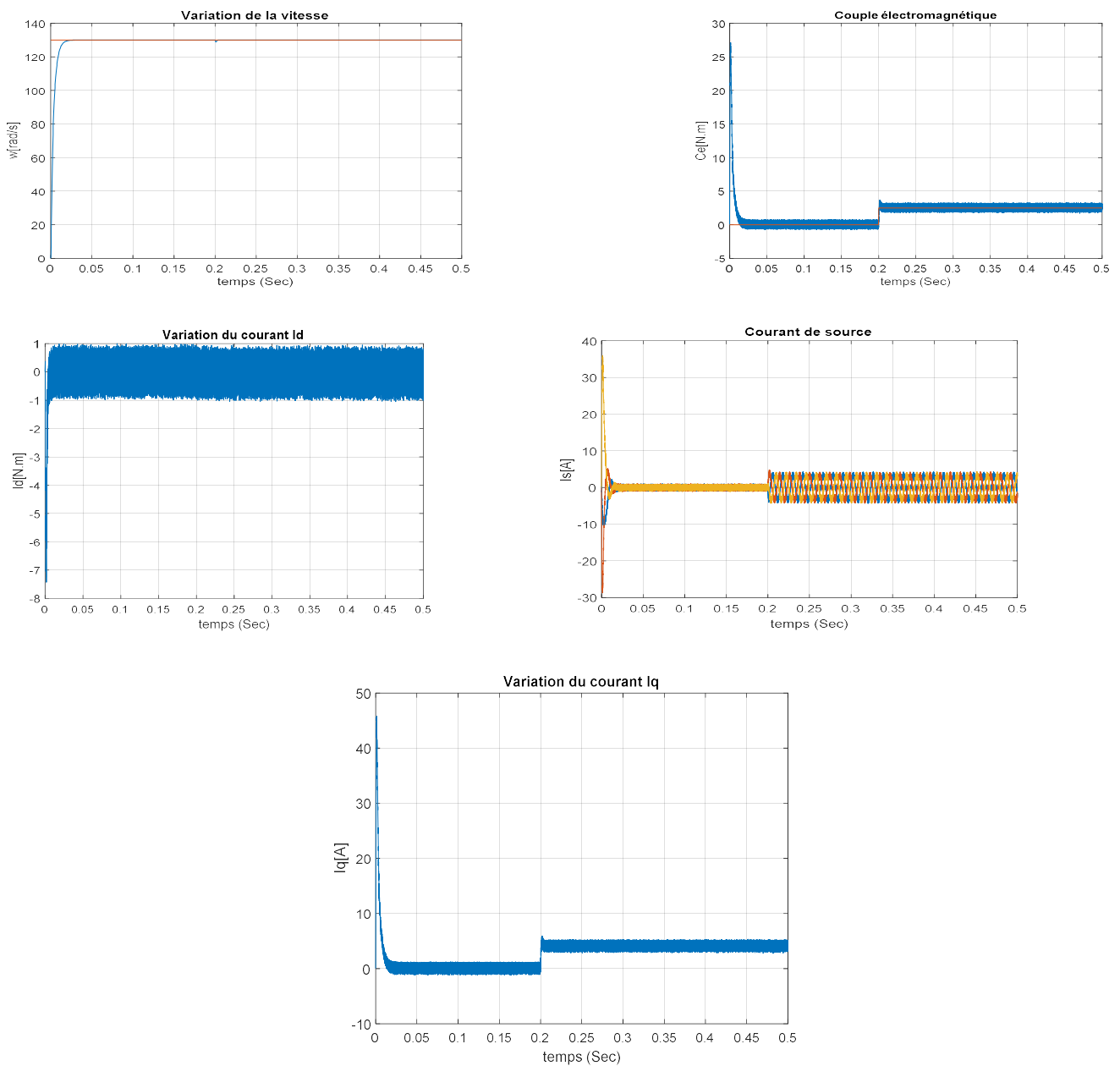


Figure II.9.a : Résultats de simulation de la DTC pour un démarrage à vide.



### II.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Puis, nous avons abordé une structure de commande par *DTC* appliqué à un modèle d'une MSAP alimenté par onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur *PI*.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande *DTC* permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse. Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

### III.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons mis en œuvre la commande DTC en utilisant les régulateurs PI classiques, donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités . Pour cela on utilise le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes. [22]

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP.

### III.2. Systèmes a structures variables en mode glissant

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées[19 ],

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit le mouvement de glissement. [24]

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (III.1). [16], [25]

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ , et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- **Le mode de glissement (MG):** durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- **Le mode de régime permanent (MRP):** il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires. [15],[16]

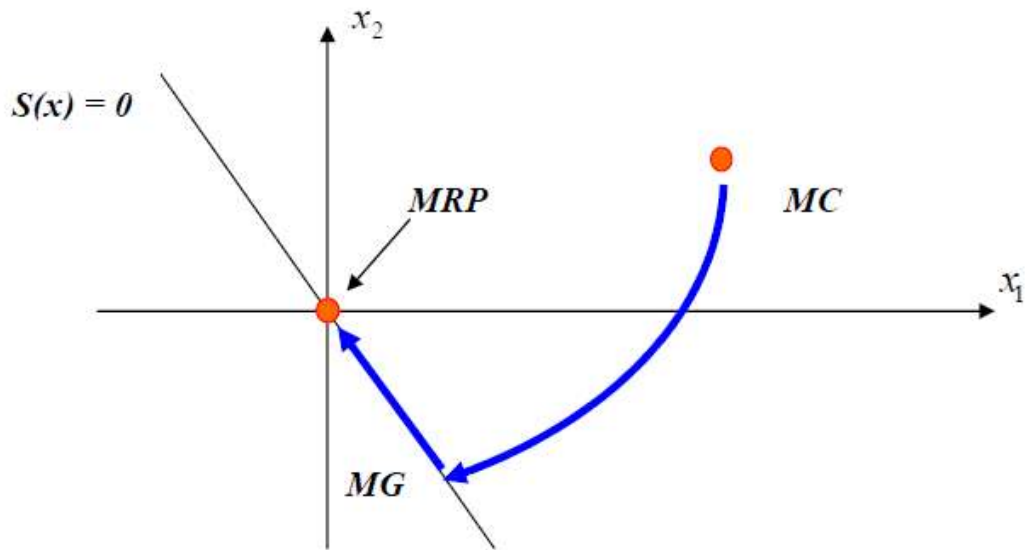


Figure III.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

### III.3. Configuration de base des systèmes à structure variable

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable, une première configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents et une deuxième configuration modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques. [17]

✓ **La première : configuration par changement de retour d'état**

Dans la première configuration, suivant que  $S(x)$  est positif ou négatif, la commande  $U$  est donnée par le retour d'état:

$$\begin{cases} u = -k_1(x) & \text{si } s(x) > 0 \\ u = -k_2(x) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

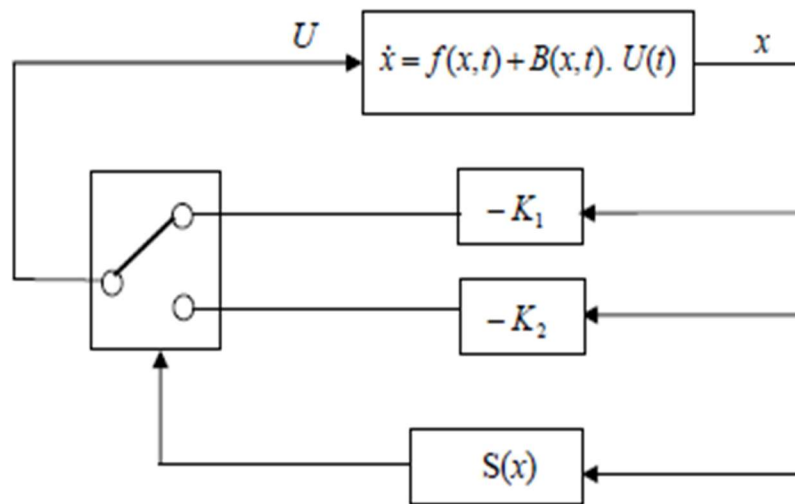


Figure III.2: Configuration par changement de retour d'état.

✓ La deuxième : configuration avec changement de la structure par la commande

Dans le deuxième cas, seule l'information sur le signe de la fonction S(x) suffit à générer la commande.

Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$u = \begin{cases} U^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ U^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (III.2)$$

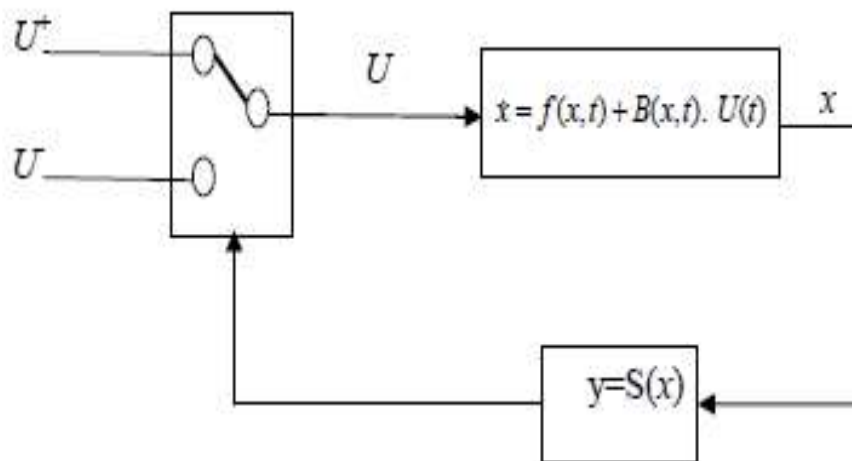


Figure III.3: Configuration avec changement de la structure par la commande

### III.4. Conception de La commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales. [23]

- 1- Le choix des surfaces ;
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- 3- La détermination de loi de commande.

#### III.4.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [26] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^T x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $u(t)$ . Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$  plusieurs travaux proposent la forme générale suivante: [11],[26]

$$s(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.4})$$

Avec : 
$$e(x) = x_{ref} - x \quad (\text{III.5})$$

$e(x)$  : L'écart de la variable à régler

$\lambda_x$ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

$r$  : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$ , 
$$S(x) = e(x). \quad (\text{III.6})$$

Pour  $r = 2$ , 
$$S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x). \quad (\text{III.7})$$

Pour  $r = 3$ , 
$$S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x). \quad (\text{III.8})$$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence. [23]

**III.4.2. Condition d'existence et de convergence :**

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

**III.4.2.1. Fonction directe de commutation :**

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin . [23] Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

**III.4.2.2. Fonction de Lyapunov :**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [28]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{III.10})$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{III.11})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par (III.9).

**III.4.3. Détermination de la loi de commande :****III.4.3.1 commande par mode glissant via la fonction signe**

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte  $u_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $u_N$ . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{III.12})$$

- ❖  $u_{eq}$ : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x)$ . La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul  $\dot{S}(x) = 0$ .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (III.13)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (III.15)$$

❖  $u_N$ : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $\dot{S}(x)S(x) < 0$ .

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.13), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (III.16)$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (III.17)$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais (Figure III.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (III.18)$$

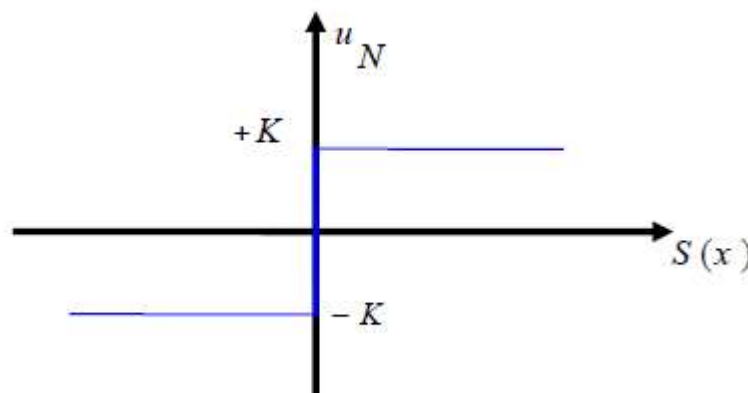


Figure III.4 : Représentation de la fonction « *signe* »

En remplaçant l'expression (III.18) dans (III.17), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{III.19})$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  est toujours négatif et le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition(III.19).

### III.4.3.2 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande  $U_n$  et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \cdot \frac{s(x)}{|s(x)| + \lambda} \quad (\text{III.20})$$

Où  $\lambda$ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque  $\lambda \rightarrow 0$  on tend vers la commande  $K \cdot \text{sign}(S(x))$ .

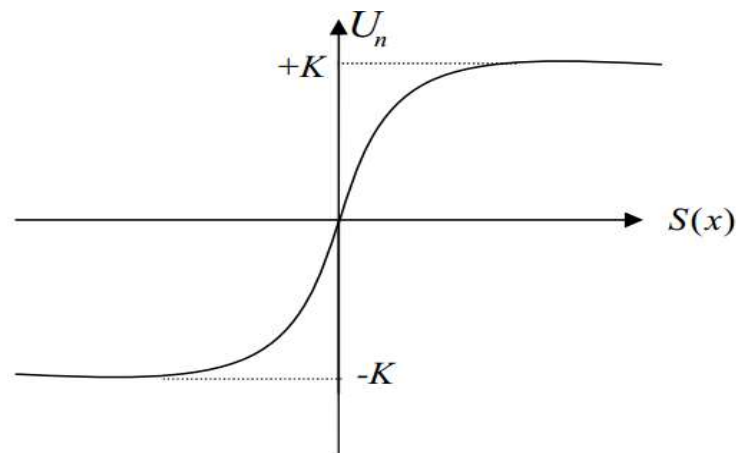


Figure III.5 : Commande rendue continue.

### III.4.4 Commande DTC-Mode glissant de la MSAP

Dans le chapitre précédent on utilise un régulateur proportionnel intégrale PI pour élaborer le signal de couple électromagnétique  $C_e$ , ce qui est remplacé dans la nouvelle commande DTC par un régulateur par mode glissant (Figure III.6).

En prend comme surface de glissement:

$$s = e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (\text{III.21})$$

La dérivée de la surface :

$$\dot{s} = \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \quad (\text{III.22})$$

Lorsque on prend  $\omega_{ref}$  comme constante alors  $\dot{\omega}_{ref} = 0$ .

A partir de l'équation (I.7)

$$\dot{\omega} = \frac{1}{j}C_{em} - \frac{1}{j}C_r - \frac{1}{j}f\omega \tag{III.23}$$

Alors

$$\dot{s} = -\frac{1}{j}C_{em} + \frac{1}{j}C_r + \frac{1}{j}f\omega \tag{III.24}$$

Une manière pour atteindre la condition de convergence (équation III.9) et en appliquant la technique de la commande continue avec composante intégrale, on prend:

$$\dot{s} = -K \frac{s}{|s|+\lambda} \text{ avec } \lambda > 0 \tag{III.25}$$

Alors:

$$-\frac{1}{j}C_{em} + \frac{1}{j}C_r + \frac{1}{j}f\omega = -K \frac{s}{|s|+\lambda} \tag{III.26}$$

Finalement le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_{em}^* = C_r + f\omega + JK \frac{s}{|s|+\lambda} \tag{III.27}$$

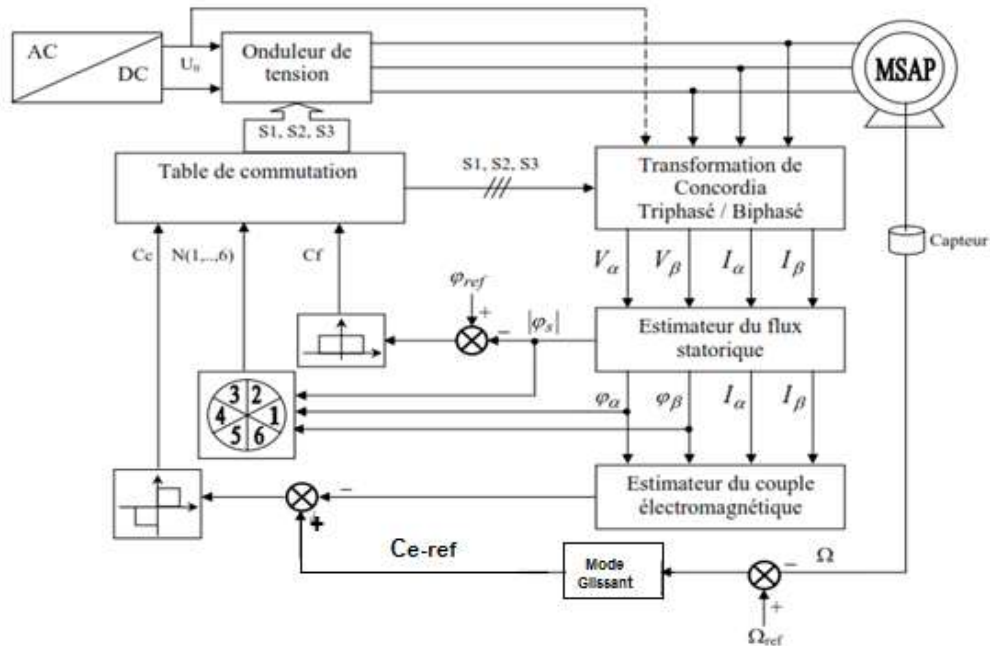


Figure III.6: Schéma de la structure générale du commande DTC-MG de couple d'une MSAP

### III.4.5 Résultats des simulations et discussion

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

#### III.4.5.1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de  $130 \text{ (rad/s)}$ . Les figures (III.6.a), et (III.6.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.2\text{s}$  ( $C_r=5 \text{ Nm}$ ), on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge. Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le courant  $i_q$  est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants  $t=0.5\text{s}$  et  $t=0.501\text{s}$  correspondent à une oscillation qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre dans le régime glissant de  $S(\omega) = 0$ .

#### III.4.5.2 Inversion de sens de rotation

La figure III.7 présente les résultats de simulation de l'inversion de sens de rotation. Pour réaliser ce test, on inverse le sens de rotation de la vitesse de  $\omega_{ref} = 130 \text{ (rad/s)}$  à  $\omega_{ref} = -130 \text{ (rad/s)}$  à  $t=0.25$  sans charge. Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

Le courant  $i_q$  et le couple électromagnétique sont la même allure ce qui montre que le découplage est resté parfaitement réalisé.

#### III.4.5.3 Changement de la référence de vitesse

La figure III.8 présente les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de  $\omega_{ref}=130 \text{ (rad/s)}$  à  $\omega_{ref}=150 \text{ (rad/s)}$  à l'instant  $t=0.25 \text{ s}$ . On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit rapidement et linéairement sa nouvelle référence, Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant  $i_q$  est toujours l'image du couple. Le courant statorique suit cette variation.

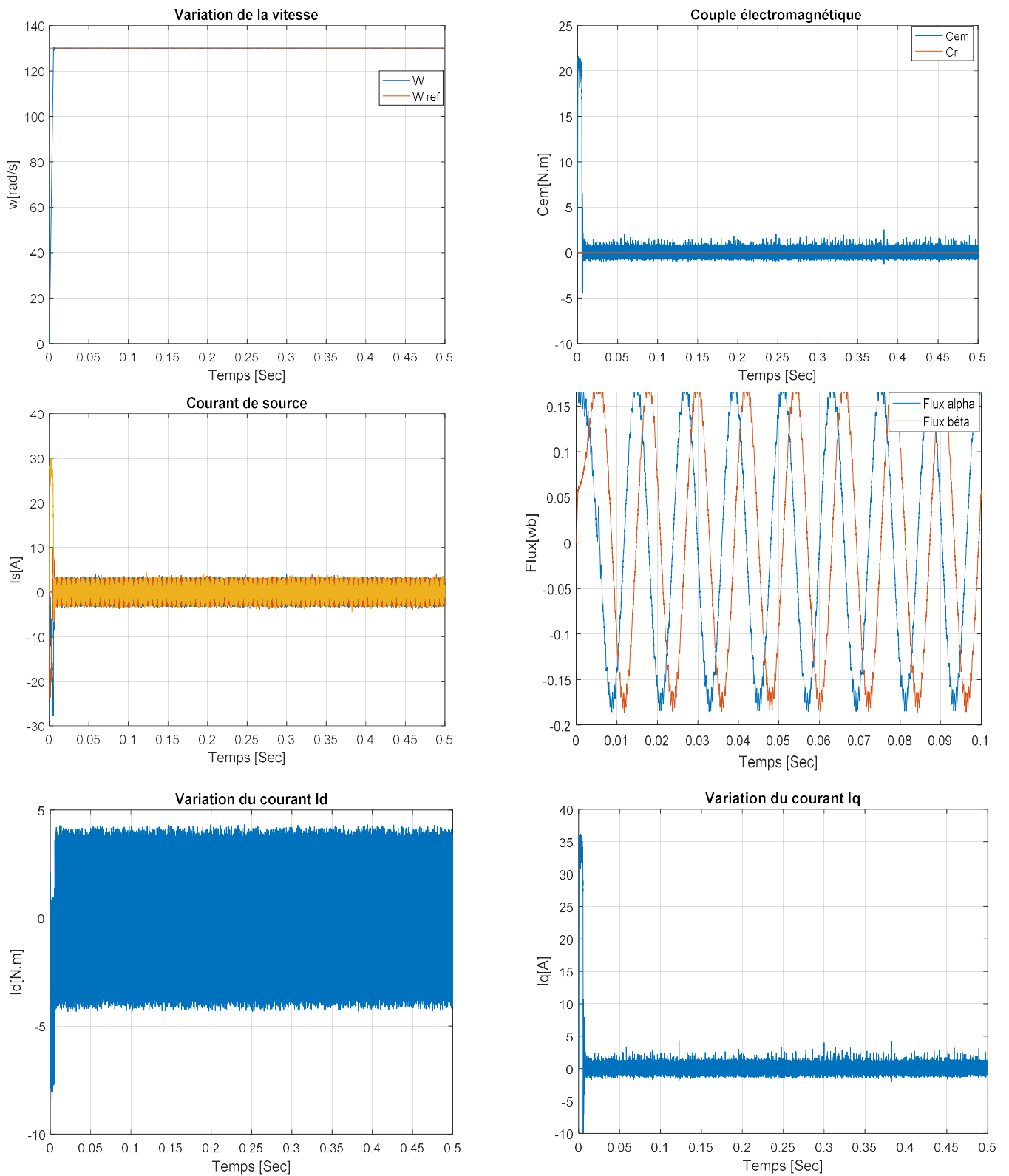


Figure III.7.a : Résultats de simulation du démarrage à vide.

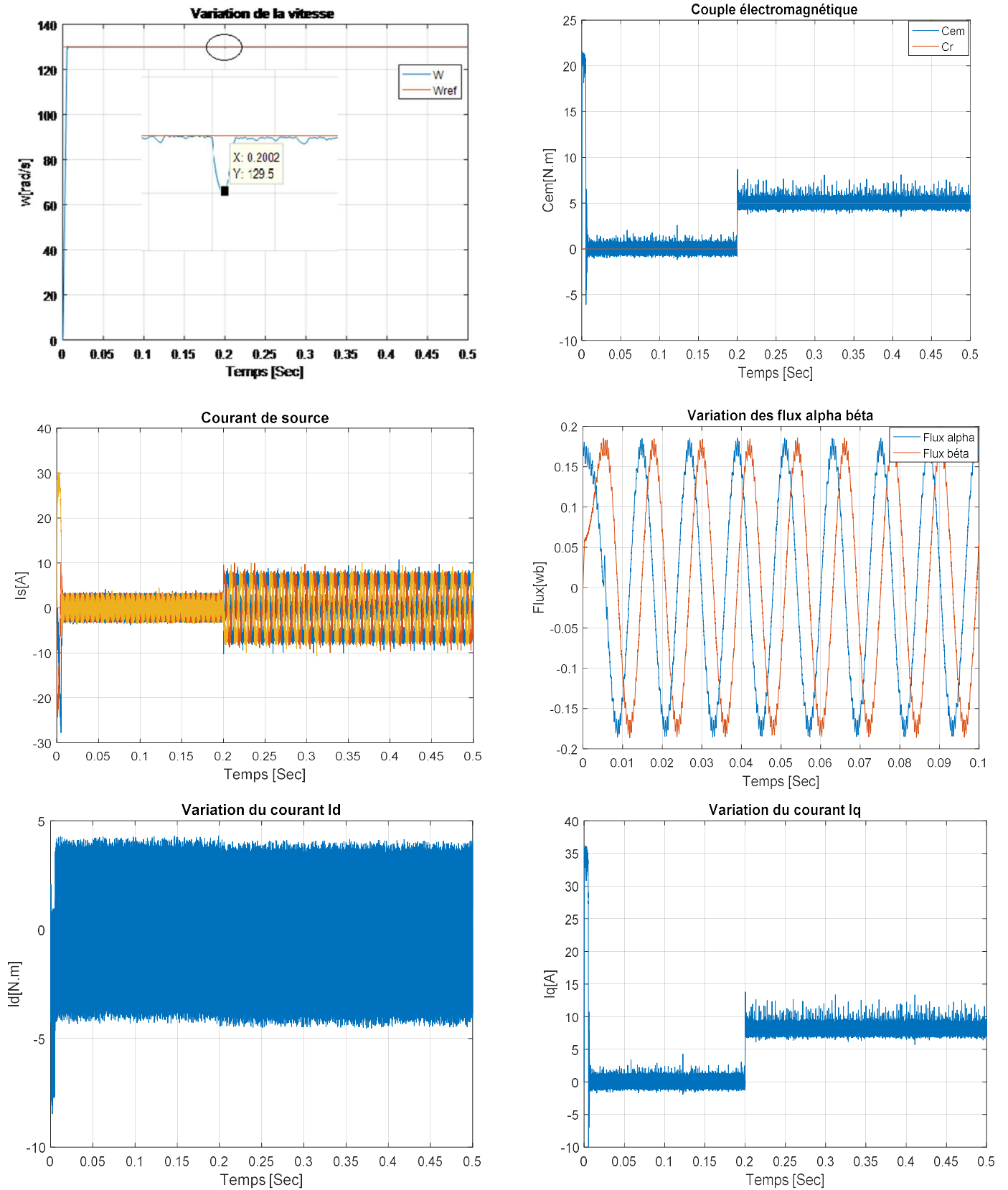


Figure III.7.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à  $t = 0.2$  s.

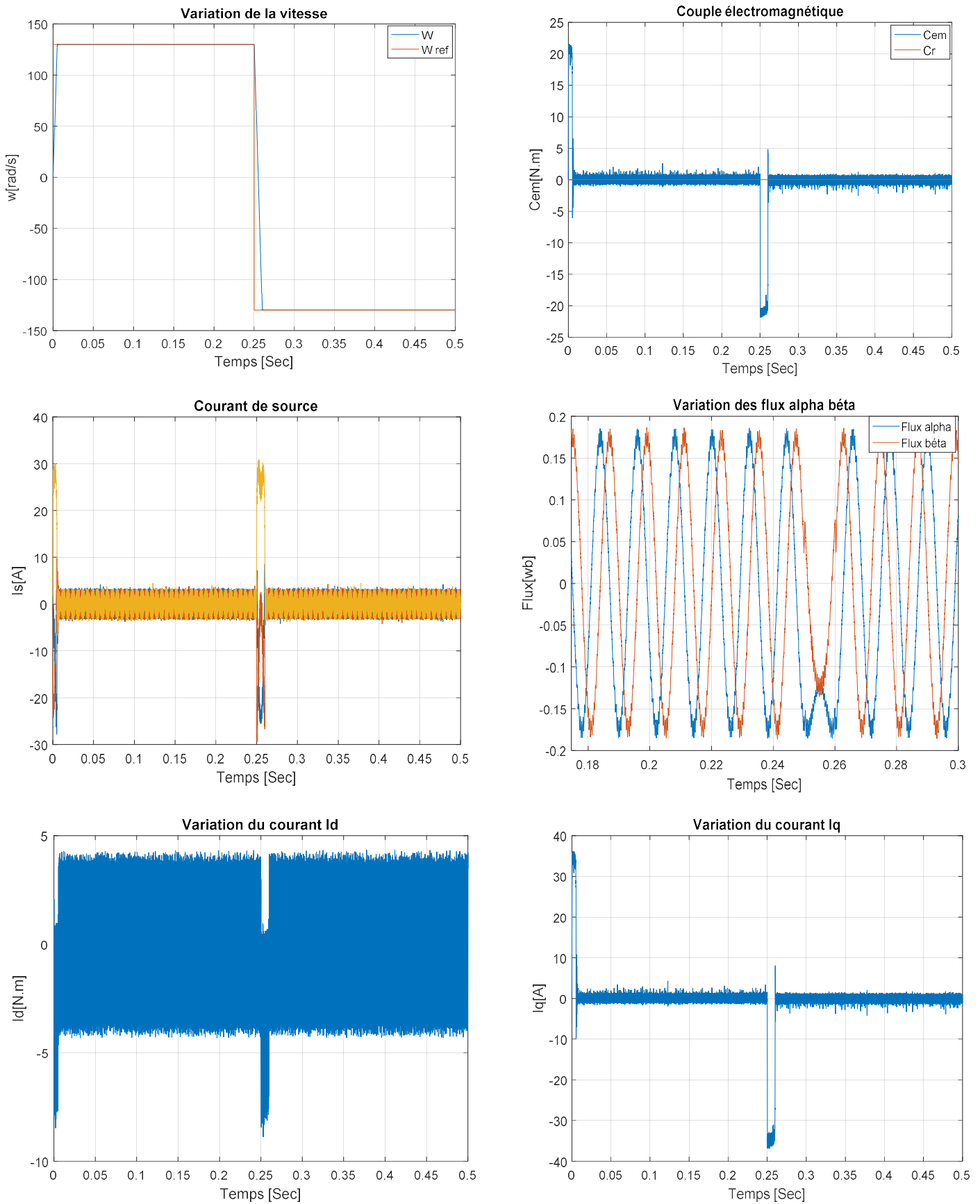


Figure III.8: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation.

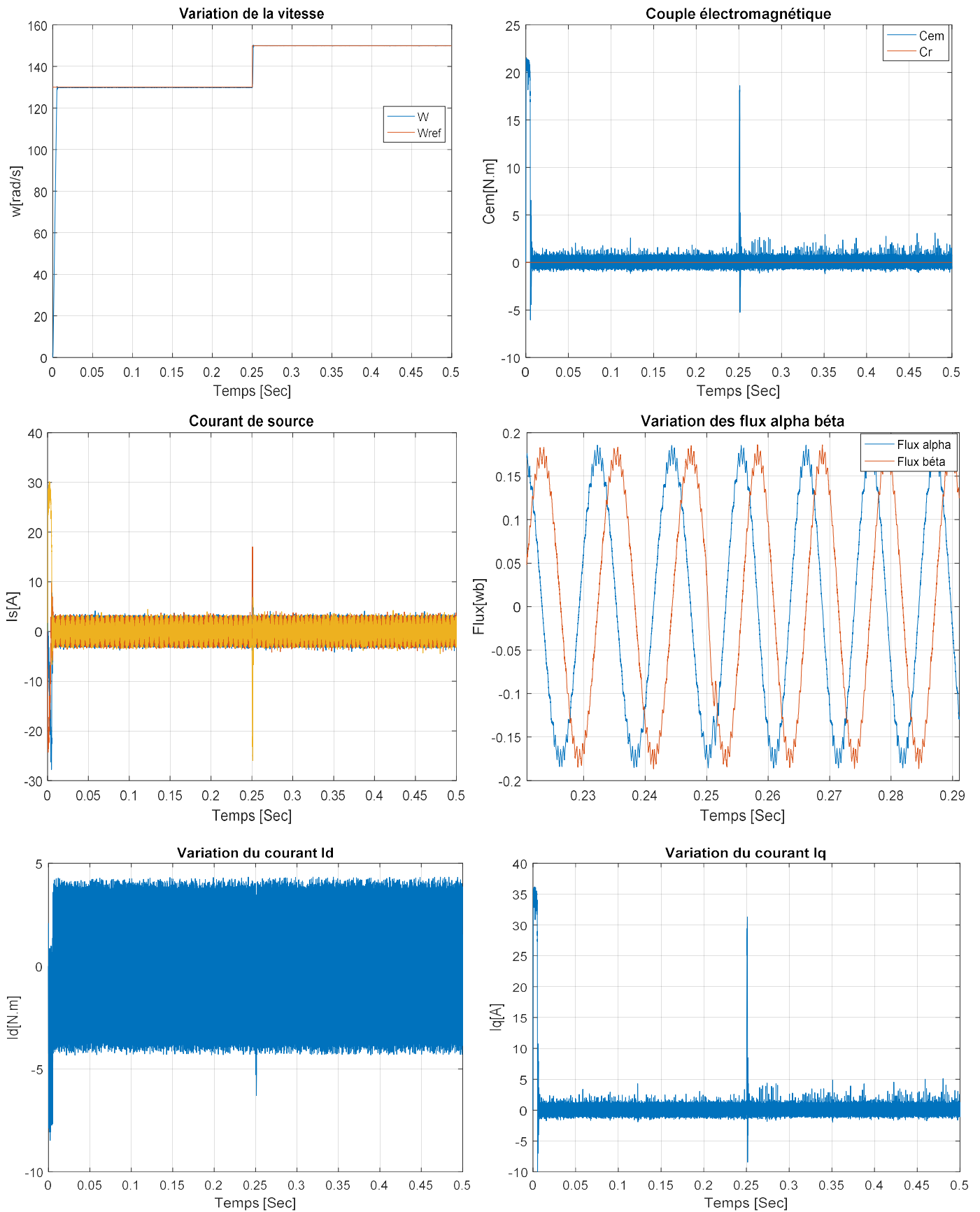


Figure III.9: Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

### **III.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande directe de couple "DTC" combinée avec une commande à structure variable (CSV) par mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et sa robustesse. Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la MG sont rapides et robustes, la charge n'a pas d'influence sur la vitesse.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, la robustesse, la précision importante, stabilité et simplicité et aussi un temps de réponse très faible.

## IV.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à une étude comparative de deux structures de régulation de la machine synchrone à aimants permanents pour l'asservissement de la vitesse ou de la position. Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de la simulation,...). La première structure utilise un régulateur classique de type proportionnel - intégral à coefficients constants. Quant à la seconde structure, elle est basée sur un régulateur à structure variable fonctionnant de mode glissement.

Le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la MG et de la commande PI vis-à-vis des perturbations représentées par le couple de charge et les variations paramétriques du moteur.

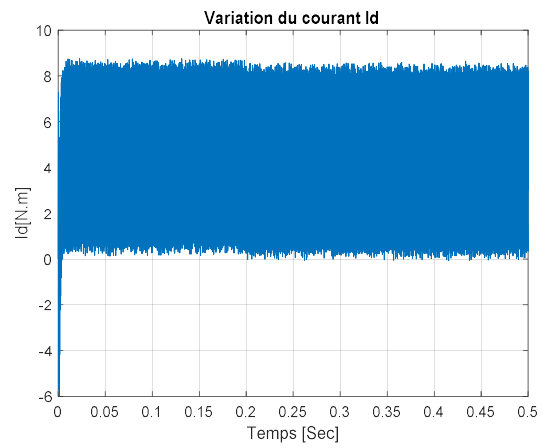
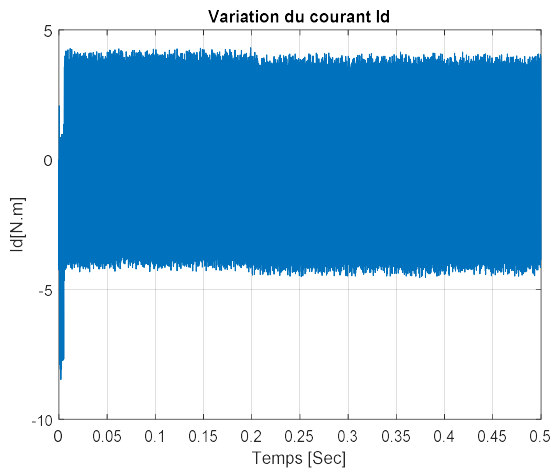
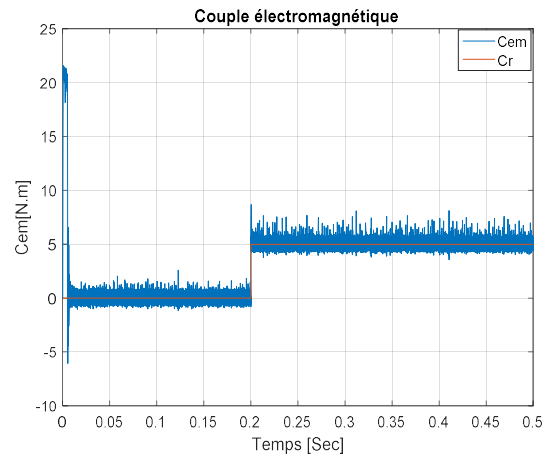
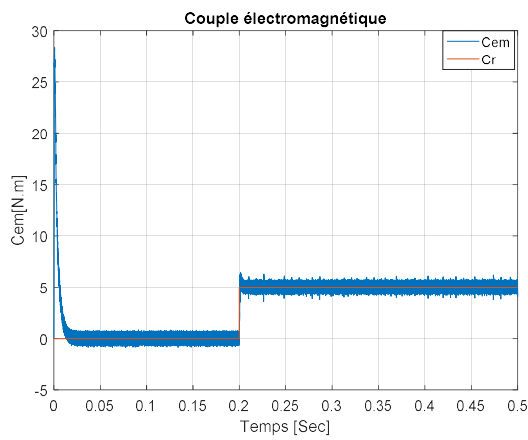
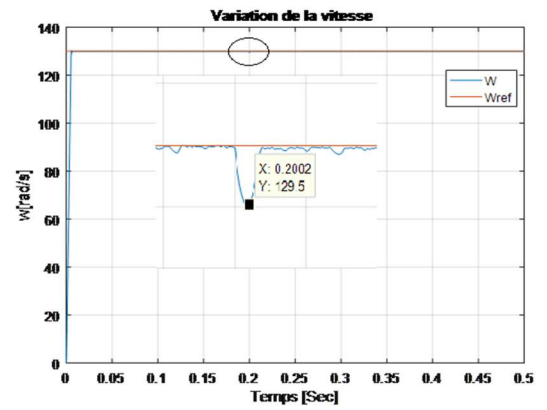
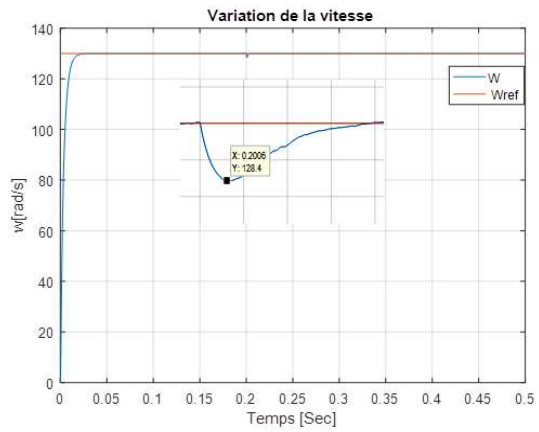
## IV.2 Etude comparative de la DTC et la commande DTC-MG pour l'asservissement en vitesse du MSAP

### IV.2.1 Réponse pour une application de charge

La figure IV.1 représente la vitesse et le couple et les courants de la machine synchrone à aimants permanents dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 130 rad/s. A l'instant  $t=0.2$  s, on applique un couple de charge de 5 N.m. Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de  $S(\omega)=0$ . Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

DTC

DTC-MG



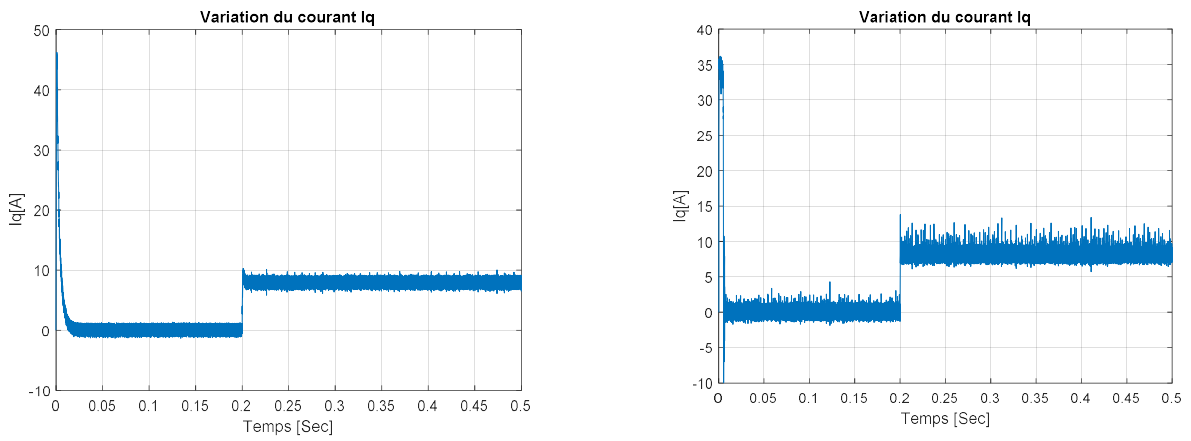


Figure IV.1: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 5 N.m à  $t = 0.2$  s.

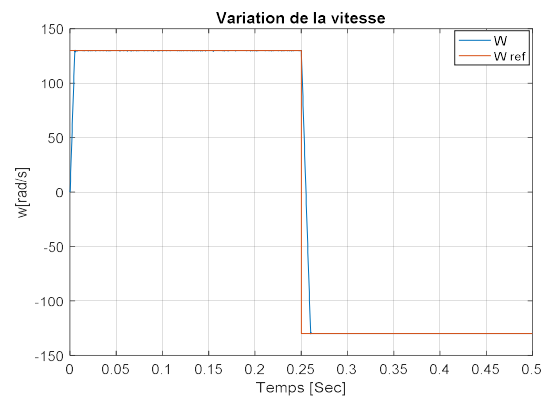
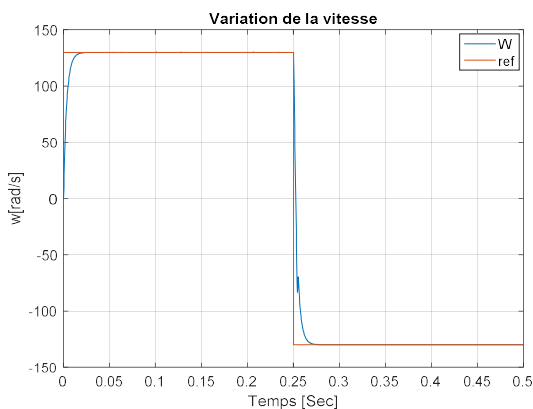
### IV.2.2 Réponse pour une inversion de la vitesse

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande. En effet, la référence doit être suivie sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure IV.2 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de 130 rad / s, suivi, à l'instant  $t=0.25$ s, d'une inversion de la vitesse à -130 rad / s .

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la MG est plus rapide (temps de réponse très petit) que le système piloté avec la commande DTC. Cela montre que la MG est beaucoup plus robuste par rapport à la structure DTC. Ou la réponse en vitesse est sans dépassement et suit sa référence dans les deux types de commande.

DTC

DTC-MG



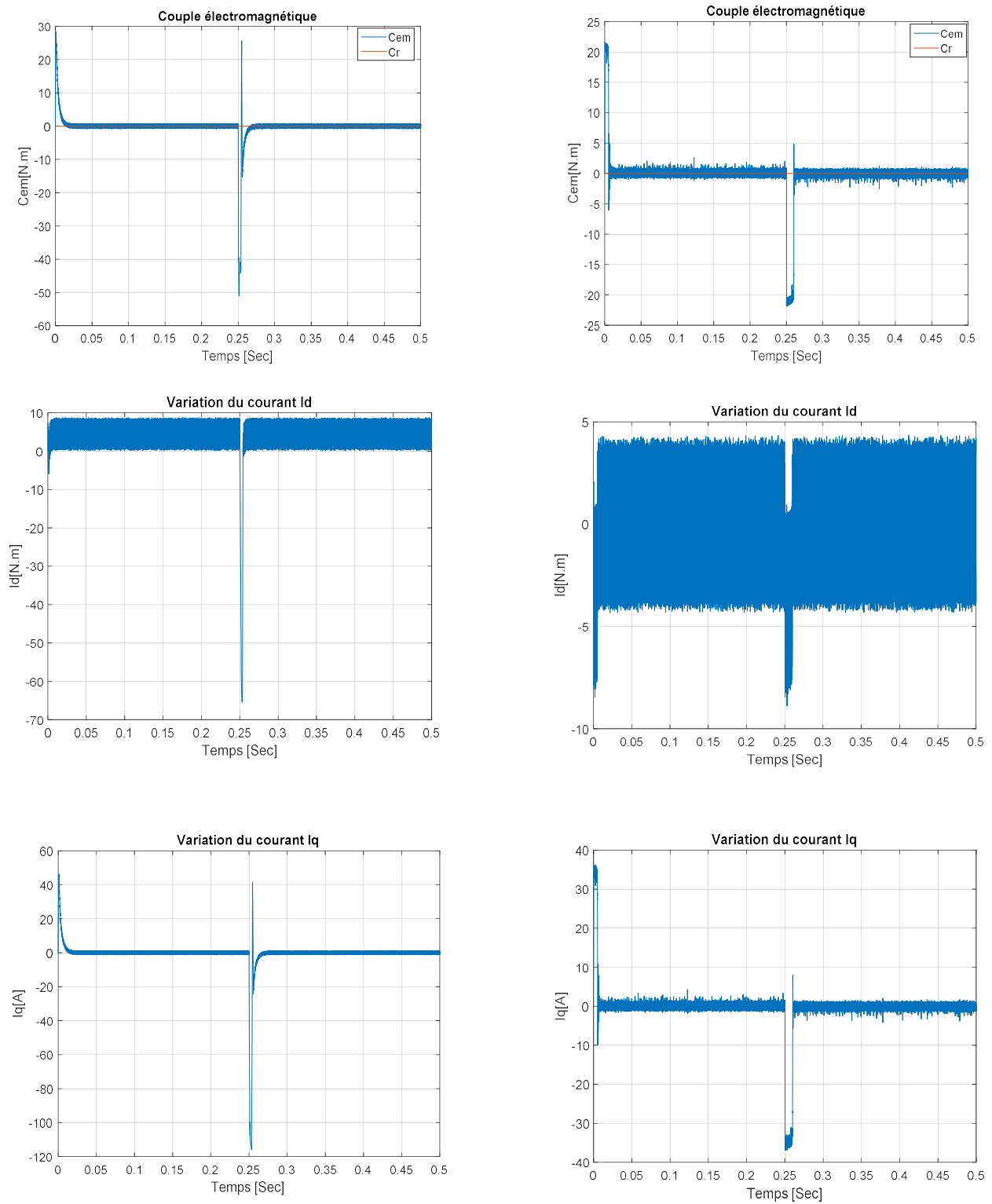
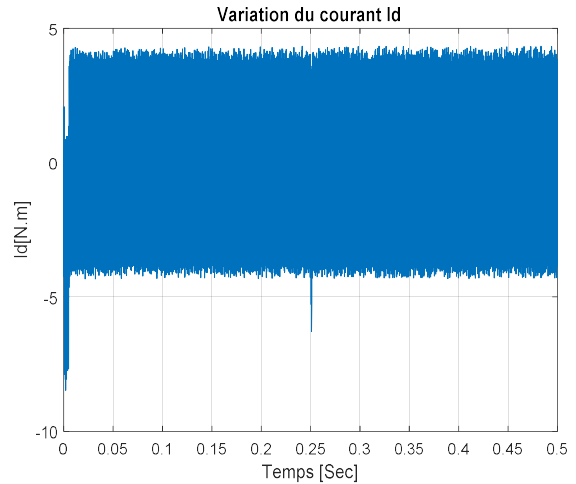
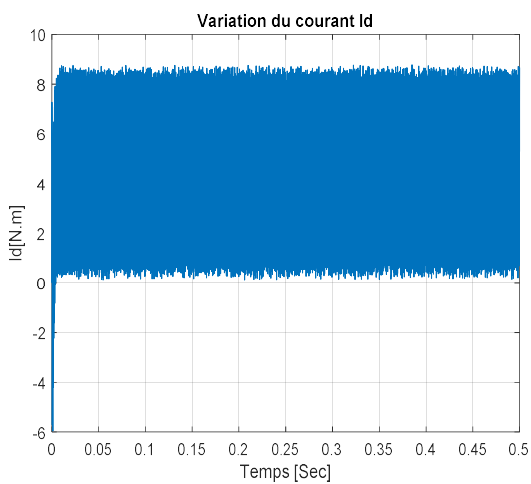
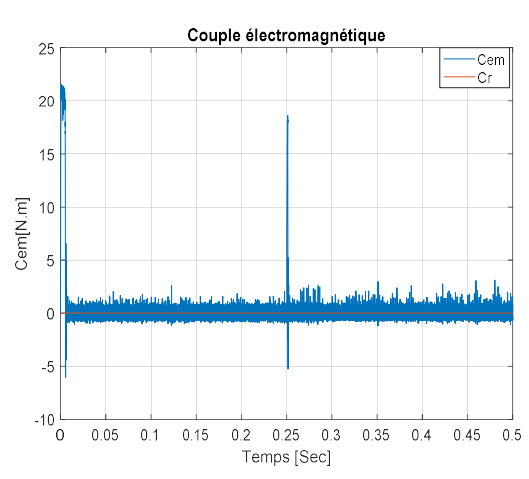
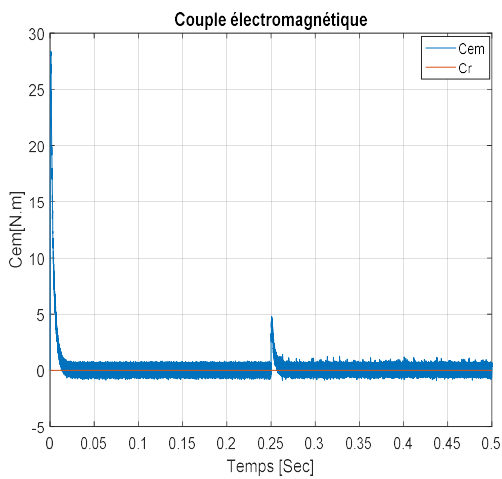
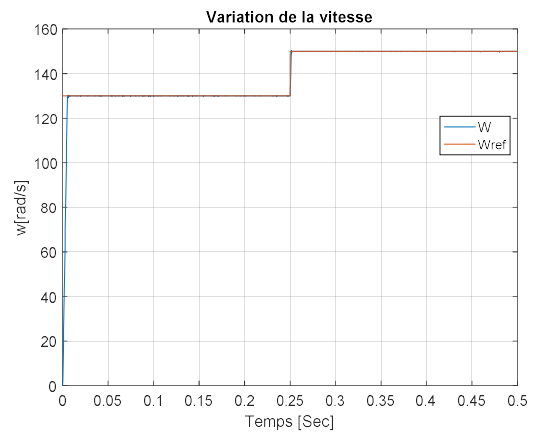
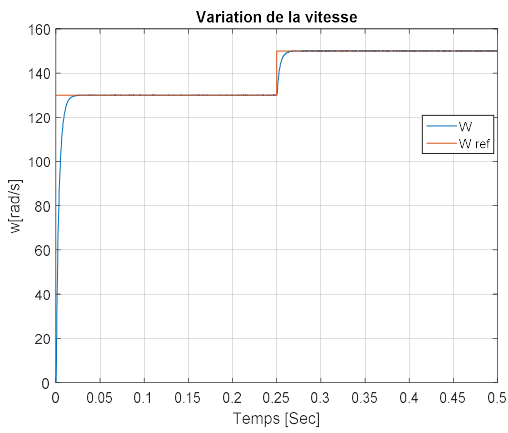


Figure IV.2 Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse.

IV.2.3 Réponse pour une augmentation de la vitesse de référence

DTC

DTC-MG



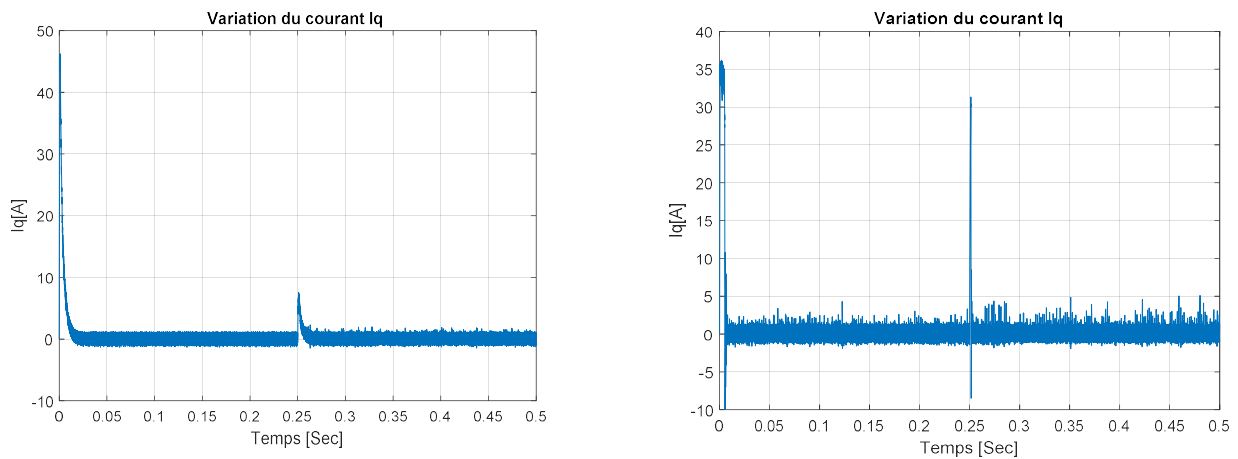


Figure IV.3: Résultats de simulation pour une augmentation de la vitesse de référence

### IV.3.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude comparative entre la commande DTC et la commande hybride DTC – Mode Glissant pour l’asservissement en vitesse un machine synchrone à aimants permanents.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec la DTC-Mode Glissant. En effet, en comparant avec la commande DTC classique , la DTC-MG est plus robuste dans les différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse et augmentation de la vitesse de référence), avec une réponse rapide.

# Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une modeste contribution à l'étude des performances des commandes appliquées sur la machine synchrone à aimants permanents.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et l'utilisation de transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère à deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle.

Ensuite, on a présenté dans le deuxième chapitre la commande DTC de la MSAP pour son asservissement en vitesse, les résultats de simulation de l'association (commande dtc), sont acceptables.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un troisième chapitre. D'où la nécessité d'une autre technique basé sur un autre contrôle .Parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement, le réglage par mode glissement.

Ensuite, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus entre la DTC et la commande par mode glissant .Nous concluons que produit une commande plus robuste avec des réponses plus rapide et plus précis ,en comparaison avec la DTC classique

Enfin on propose quelque perspectives pour l'avenir:

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle du moteur synchrone
- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.

## Bibliographies

- [1] **A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **A. Benbrahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [3] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [4] **M. Dariusz Świerczyński**, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [5] **H. Mesloub**, "Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse Doctorat LMD, 2016
- [6] **D. Lahouel**, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [7] **A. Ameur**, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine Synchrone à aimant permanent dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ". Mémoire de magister, université Batna, 2003
- [8] **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [9] **Z. Rabah**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux" , Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [10] **K. Akkouchi**, "Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone" Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar- Annaba
- [11] **A. Aoufi**, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011..

- [12] **B. Bossoufi, M Karim, A Lagrioui**, "Performance Analysis of Direct Torque Control (DTC) for Synchronous Machine Permanent Magnet (PMSM) " article IEEE 16th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), 2010.
- [13] **R. Toufouti**, " Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone" Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [14] **K. Nabti**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue", Thèse de magistère, Université de Constantine, 2006.
- [15] **M.S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [16] **A. Boumediene**, " Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [17] **A. Elbacha, M.T. Lamchich, M. Cherkaoui**, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement", 4ème Conférence Internationale – JTEA'06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie.
- [18] **L. Benalia**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [19] **M.I. Hemmami**, "commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant" U. Mohamed Khider – Biskra,
- [20] **R. Kechida**, "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magistère, Université d'El-Oued, 2010.
- [21] **A. Annane**, "Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable " U BADJI MOKHTAR- ANNABA 2010
- [22] **A. Massoum**, " Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue", Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.
- [23] **N. Bounasla**, "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents U.Ferhat ABBAS Sétif -1, 2014

- [24] **W.Belmenaouar**, "Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension" mémoire de master, U M'hamed Bougara Boumerdes 2017
- [25] **M. Nouadja, L. Chacha** "Commande Par Mode appliquée à un système électro-énergétique " Mémoire de Master Académique.U kasdi Merbah Ourgla, 2017.
- [26] **A.E. Khaldi**, " Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

# Annexe

## A.1 Paramètres du moteur utilisé

Symboles	Description	Valeurs
$R_s$	Résistance statorique	1.4 $\Omega$
$L_d$	Inductance statorique	0.00268 H
$L_q$	Inductance rotorique	0.00168 H
$J$	Inertie du moteur	0.0008 kg.m <sup>2</sup>
$f$	Coefficient de frottement	0.00038 N.m.s/rad
$p$	Nombre de paires de pôles	4
$V_{ef}$	Tension efficace simple	240 V

## A.2 Régulateur PI de vitesse

$$K_p = 4J/(L_q/R);$$

$$K_i = 4J/(L_q/R)^2.$$

## A.3 Le gain de regulateur Mode Glissant

$k=30000$ .

## A.4 Résultats de simulation additionnels

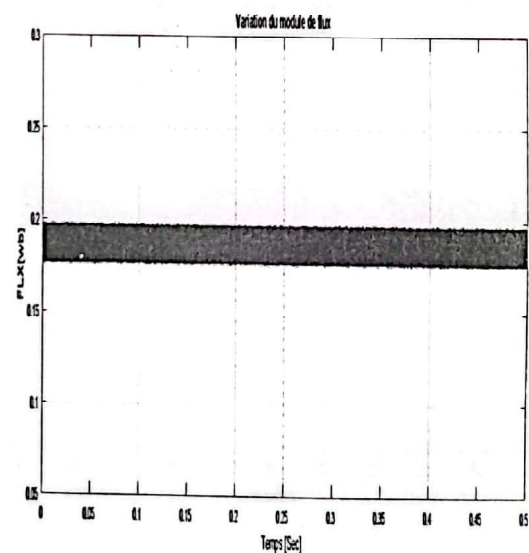
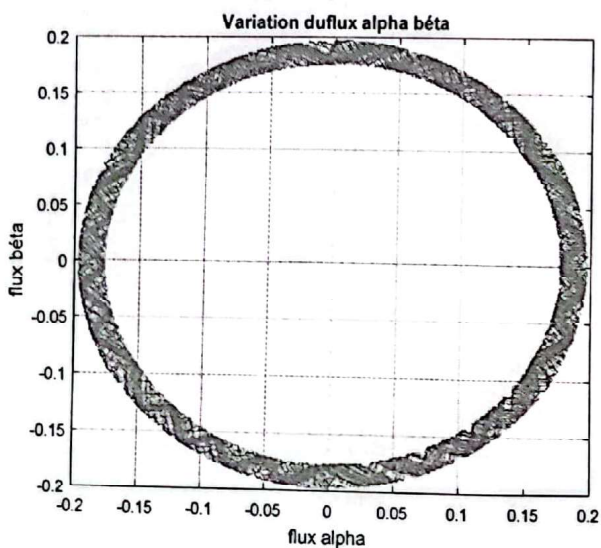


Figure 4.1 Résultats de simulation pour une variation de charge (DTC).

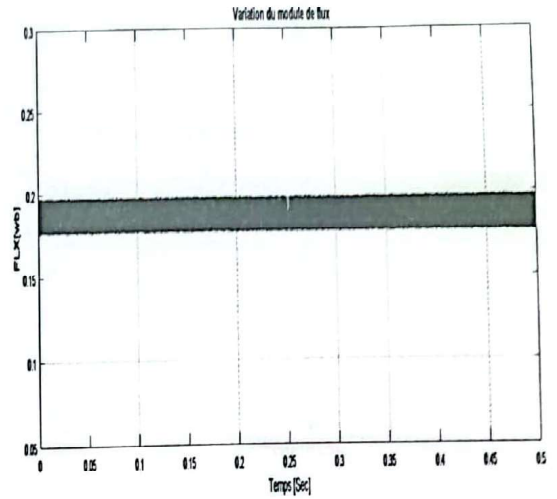
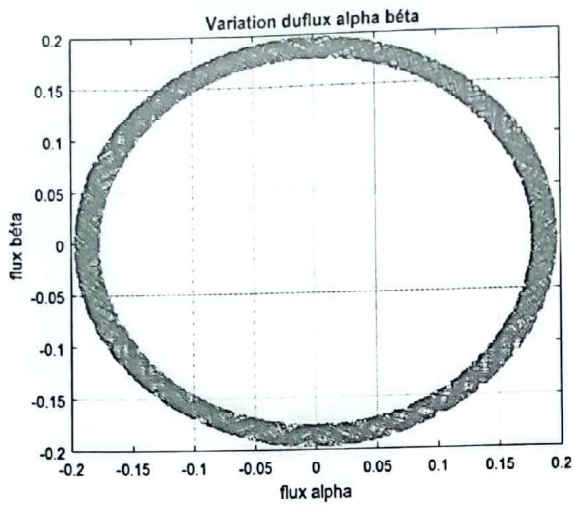


Figure 4.2 Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation (DTC).

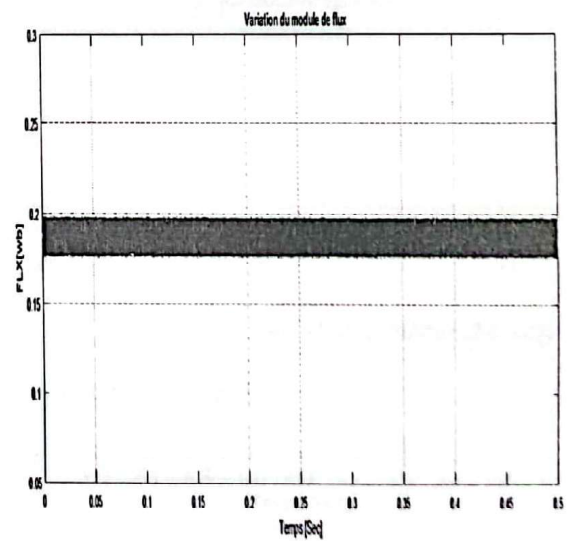
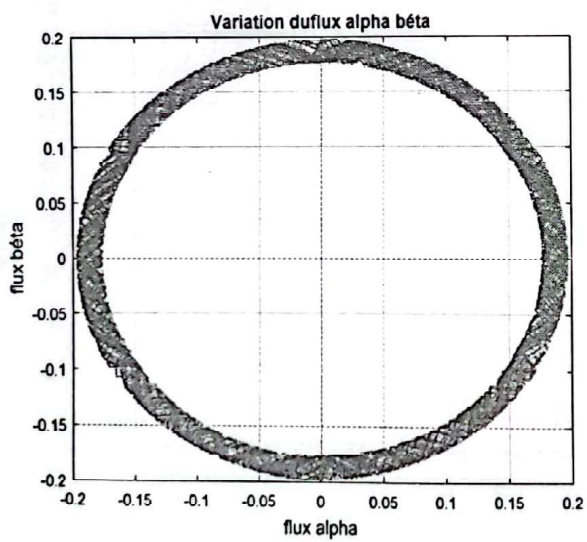


Figure 4.3 Résultats de simulation pour l'augmentation de vitesse de référence (DTC).

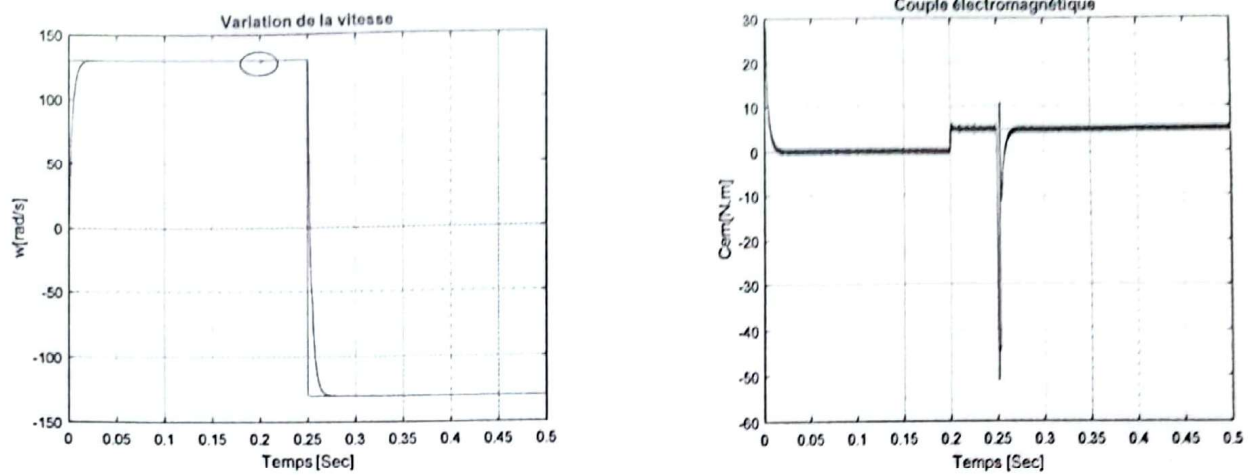


Figure 4.4 Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation (DTC).

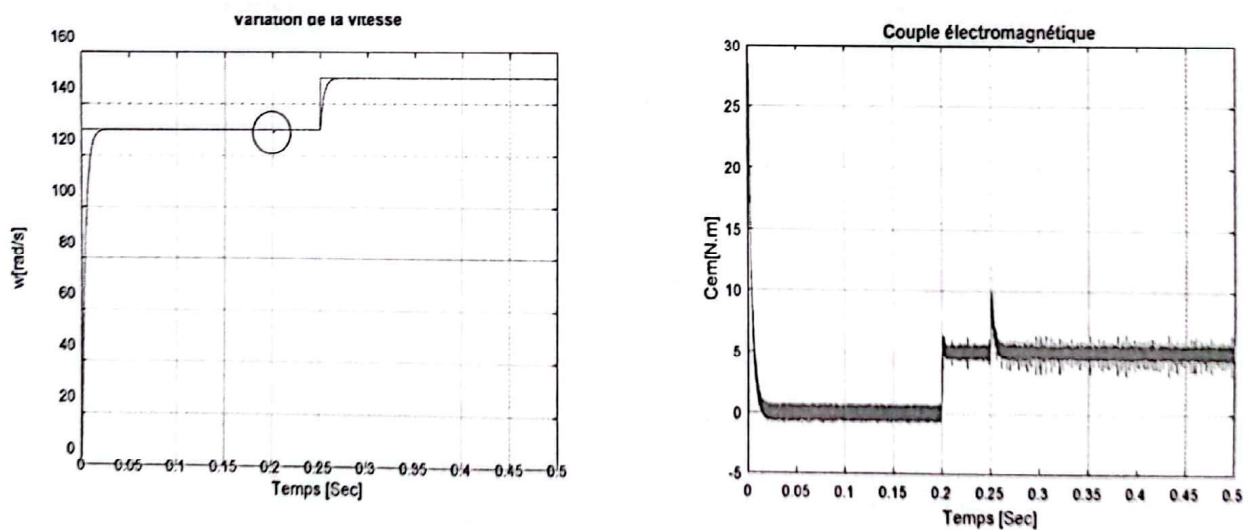


Figure 4.5 Résultats de simulation pour l'augmentation de la vitesse (DTC).

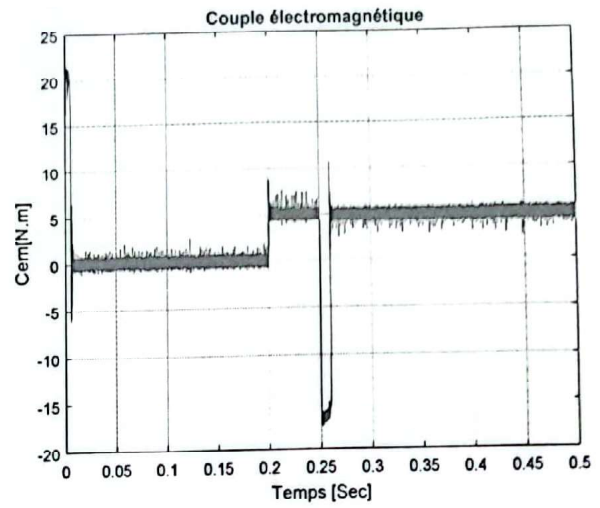
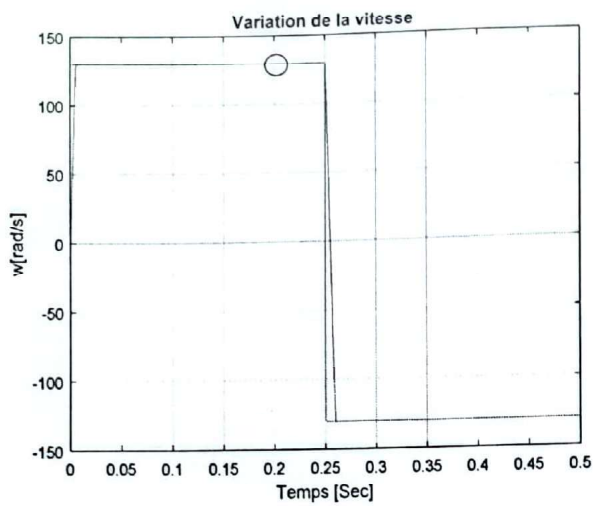


Figure 4.6 Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation (MG).

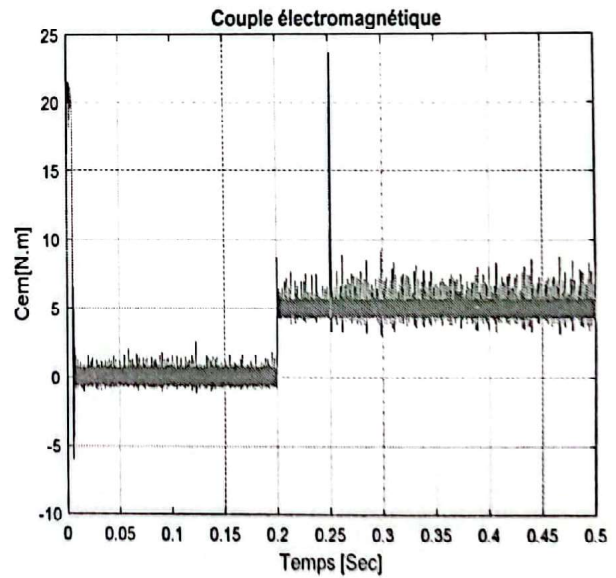
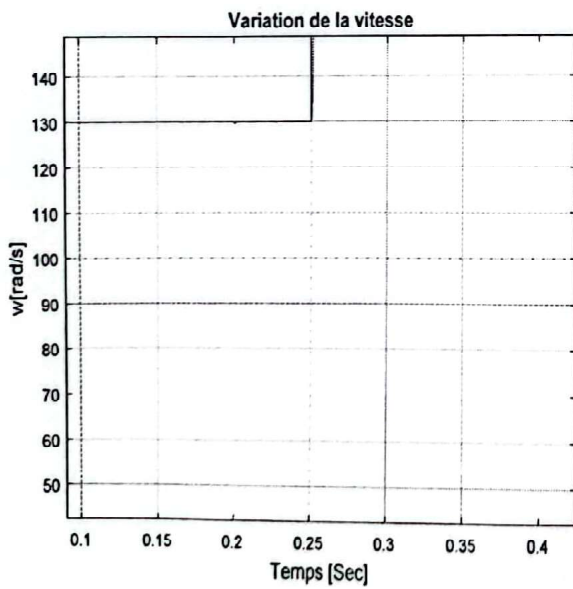


Figure 4.7 Résultats de simulation pour pour l'augmentation de la vitesse (MG).